
明治大学大学院理工学研究科

2013年度

博士学位請求論文

高周波電圧重畳を行わない IPMSM の電流微分値に基づく位置推定
に関する研究

Research about position estimation method of IPMSM based on
current derivative without high frequency component injection

学位請求者 電気工学専攻

細 萱 悠 児

目 次

第 1 章	序論	3
1-1	研究背景	4
1-2	論文概要	8
第 2 章	IPMSM の構造と回転原理	10
2-1	IPMSM の構造	11
2-2	IPMSM の回転原理	15
2-2-1	座標変換	15
2-2-2	回転原理	19
第 3 章	電流微分値を用いた高周波電圧を重畳しない磁極位置推定法	29
3-1	磁極位置推定式の導出	30
3-1-1	磁極位置推定式の導出	31
3-1-2	d 軸電流微分値に基づく磁極位置推定方法	33
3-1-3	q 軸電流微分値に基づく磁極位置推定方法	39
3-2	推定法の適用範囲	44
第 4 章	シミュレーション及び実験手法	45
4-1	電流微分値の測定方法	46
4-2	初期磁極位置推定法について	49
4-3	シミュレーションの手法について	51
4-3-1	IPMSM のモデリング	51
4-3-2	シミュレーションにおけるインバータの再現	53
第 5 章	シミュレーション及び実機実験による提案法の検討	55
5-1	d 軸電流微分値に基づく運転	58
5-1-1	シミュレーションによる始動及び速度反転	58

5-1-2 実機による始動及び速度反転.....	62
5-1-3 シミュレーションによる負荷注入.....	64
5-1-4 実機運転による負荷注入	66
5-2 q 軸電流微分値に基づく運転	68
5-2-1 q 軸電流微分値に基づく推定誤差の改善(シミュレーション).....	68
5-2-2 q 軸電流微分値に基づく推定誤差の改善(実機).....	75
5-2-3 q 軸電流微分値に基づく加減速運転 (シミュレーション)	80
5-2-4 q 軸電流微分値に基づく加減速運転(実機).....	81
5-2-5 電流計測ノイズを重畳による電流微分値の脈動成分の分析	83
5-3 d 軸電流微分値に基づく運転と q 軸電流微分値に基づく運転の組み合わせ	85
5-3-1 d 軸電流微分値に基づく推定の限界	85
5-3-2 突極比の違いによる d 軸電流微分値に基づく推定の相違	86
5-3-3 速度上昇時の推定法組み合わせ運転	92
5-3-4 力行負荷変動時の推定法組み合わせ運転.....	94
第 6 章 総括	96
6-1 研究成果.....	97
謝辞.....	100
参考文献と研究業績	102
参考文献.....	103
研究業績.....	111

第 1 章 序論

1-1 研究背景

1-2 論文概要

第 1 章 序論

1-1 研究背景

モータ（電動機）は、19 世紀後半に考案されて以来、産業機械や家電製品、情報機器、自動車など様々なところに用いられてきた。今日では、国内電力消費の 50%以上にあたる電力がモータで消費されており、モータの効率を 1%上げることで原子力発電所 1 基分の電力が削減されるとまでいわれるほどである。これよりモータの高効率化は、エネルギー問題や地球環境問題の観点から重要な課題となってきた。

モータは制御性能の良さから直流モータが最もよく使われてきていたが、直流モータは機械的な整流子が必要であり、メンテナンスが必要であった。しかし、1960 年代後半にパワートランジスタなどが出現し、これにより交流モータが直流モータと同等もしくはそれ以上の高性能制御が可能となるベクトル制御が考案された。また、1980 年代に入りマイクロプロセッサなど高速演算処理が容易にできる環境が整うことで実現可能となり、今日では誘導モータや同期モータが可変速モータの主流となった。

近年では、磁力の強い永久磁石である希土類磁石の発明により永久磁石同期モータが多くなつて使われるようになった。また、従来主に使用されていた産業機械の用途のみならず、家電製品などの比較的小容量の用途にも永久磁石同期モータが使用されるようになってきた。

永久磁石同期モータは小型軽量、回転子への電力供給が不要といった点で誘導モータより利便性が高い。また、本研究で使用する埋込形永久磁石モータは、回転子内部に永久磁石が埋め込まれている点で構造上堅牢かつ、リラクタンストルクや弱め界磁制御が利用できるといった利点もある。しかし、欠点として制御の際には磁極位置に応じて電流の位相を制御する必要があるため、磁極位置情報を得る必要がある。通常はエンコーダやレゾル

バなどの機械的な位置センサを用いて磁極位置を測定するが、モータの形状やそれに伴うスペースの増加の問題、センサ自体が精密機械であるためコストがかかるという問題、あるいは設置不良、機械的故障などによる信頼性における問題がある。そこで、機械的な位置センサを用いることなく、電流センサのみで位置情報を得る様々な位置センサレスベクトル制御法が 1990 年代初頭より盛んに研究されてきた^{[7]-[9]}。

主なセンサレス制御は誘起電圧を用いる方法と高周波信号を注入する方法の二種に分類できる。

誘起電圧を用いる方法は、外乱オブザーバや電流推定誤差、モデル規範形適応システムなどを用いて誘起電圧推定を行う^{[10]-[13]}。この誘起電圧ベクトルの大きさと方向が、それぞれ速度と位置に関係していることを利用し位置・速度推定を行うことができる。しかし、零速度および低速域では誘起電圧が発生しない、若しくは微弱であるため、この領域において磁極位置推定法として用いることは困難である。

高周波信号を注入する方法は、磁極位置に依存して変化するインダクタンスやパルス電圧を印加した際に発生する電流の応答、高周波電流を注入することで発生した電圧の高周波成分や、推定軸に高周波電流を注入しもう一方の軸における変化量から磁極位置を推定し、磁気飽和などから極性判別を行っている^{[14]-[17]}。高周波信号を注入する方法は誘起電圧を使用する方法と比較し、モータの運転停止時および低速域でも磁極位置を推定することができる。しかしながら、高周波信号を注入するためトルクリプルや高周波損失を発生させるという点、方法によっては高周波信号を注入するための装置や高周波信号を検出するためのバンドパスフィルタが必要な点で問題もある。そこで、PWM 制御のキャリア信号を三相三角波にすることで生じるキャリア周波数成分に着目した磁極位置推定法^[18]とそれを拡張して直流リンクのシャント抵抗で測定される電流のみで磁極位置を推定する方法が提案された^{[19]-[22], [31]}。

一方で、上記手法以外のセンサレス制御方法も提案されている^{[23]-[25]}。中でも、微小時間の電流値から磁極位置を推定する方法^{[26]-[29]}は、高周波を注入せずに停止時および低速域でも磁極位置を推定できるが、一般的な PWM インバータでは微小時間の電流が測定できず、特別な処置が必要になるという問題がある。

それに対して PWM インバータに一般的に設置してある三相電流センサの測定から計算できる電流微分値から磁極位置が推定できる方法が提案された^[30]。この方法は逆起電力とモータの突極性を併用したものであり、高周波電圧などの余計な信号を注入する必要がないのでノイズ等の発生がない、非常に簡素なアルゴリズムで推定を実現でき、モータの係数に依存せずパラメータ変動の影響を受けないという利点がある。しかし、この方法はモータにかかる負荷トルクが大きく、電流微分値が明確でないと磁極位置推定ができないため無負荷～軽負荷時には磁極位置推定が難しいという欠点がある。

上記欠点を解決するため、この方法を拡張して無負荷～軽負荷時でも磁極位置推定が可能となる方法が提案され^{[32]-[35]}、重負荷時の磁極位置推定方法と無負荷～軽負荷時の磁極位置推定方法を適切に切り換えることにより、負荷の全範囲での磁極位置推定が可能になった。一方、この手法では始動や減速、負回転などへの対応が課題となっていた。

これらの課題は、著者らにより零速度における負荷変動、初期磁極位置の推定との組み合わせによる始動法の確立、零速度への減速や正回転から負回転への遷移の対応など、数多くの改良を行い、これらに付随する運転性能を改善するための手法を提案し、シミュレーション及び実機運転の結果に基づく検討が行われた^[39]。

しかし、この手法ではトルクが小さな領域であっても位置推定のために流す d 軸電流微分値が大きくなる問題や、極低速領域における運転不能領域の存在などが課題として残っていた。

本研究では d 軸電流微分値と q 軸電流微分値による推定法を条件によって使い分けることで、 d 軸電流微分値による位置推定に存在する運転不能領域をカバーし、零速度及び低速領域、負荷変動などに対応する IPMSM の位置・速度推定法を考案し、これについて本論文において検証する。

本研究の成果として、IPMSM の高周波電圧を重畳しない位置センサレス制御について、 d 軸電流微分値に基づく推定法、及び q 軸電流微分値に基づく位置推定法をそれぞれ確立した。また、 d 軸電流微分値に基づく位置推定には推定不能領域が存在することを明らかにし、シミュレーション及び実機により実証した。同推定法の位置推定不能領域を除く領域において、無負荷から定格力行負荷及び回生定格負荷までの位置推定を達成した。さらに、同手法の推定不能領域では q 軸電流微分値に基づく位置推定により代用できることをシミュレーション及び実機によって示した。また、 q 軸電流微分値に基づく位置推定については、速度の変化に応じた位置推定誤差が発生することから、これを補正する手法を考案し、シミュレーション及び実機によって有効に機能することを確認した。これらの位置推定法を効果的に切り替えて使用できることも実証にした。なお、詳細は第6章に記述する。

1-2 論文概要

本論文の構成は6章から構成され、各章の内容は以下のようになっている。

第2章 IPMSMの構造と回転原理

本研究で用いたIPMSM（埋込形永久磁石同期電動機）の構造、特徴および回転原理について示す。またIPMSMの電圧方程式の導出の説明を行う。

第3章 電流微分値を用いた高周波電圧を重畳しない磁極位置推定法

本研究の主題である高周波電圧を重畳しないIPMSMの位置センサレス制御について、基本となるIPMSMの磁極位置推定式の導出を行い、零電圧ベクトル印加時の dq 軸電流微分値を表す式と、そこから導かれる位置推定法について述べ、 d 軸電流微分値に基づく位置推定法と q 軸電流微分値に基づく位置推定法の適用範囲について述べる。

第4章 シミュレーション及び実験手法

位置推定に用いられる電流微分値を一般的な電流センサから測定する方法、本研究の位置推定手法と組み合わせて使用できる初期磁極位置推定法の例、また位置推定法の検証を行うシミュレーションを行う手法について述べる。

第5章 シミュレーション及び実機実験による提案法の検討

本研究で提案する d 軸電流微分値に基づく推定と q 軸電流微分値に基づく位置推定のそれぞれについてシミュレーション及び実機による実験とその検討を行い、さらに併用した場合の結果について検討を行う。また実験に用いるIPMSMとその他のハードウェア構成についても述べる。

第 6 章 総括

まとめとして本研究の成果について述べる。

謝辞

参考文献

付録

本研究で使用した実機実験の各制御器のパラメータについて掲載する。

第 2 章 IPMSM の構造と回転原理

2-1 IPMSM の構造

2-2 IPMSM の回転原理

第2章 IPMSM の構造と回転原理

本章では、まず埋込形永久磁石同期モータ（IPMSM）の構造と特徴について述べる。次に IPMSM の回転原理として座標変換、IPMSM の電圧方程式そして回転原理について述べる。

2-1 IPMSM の構造

同期モータ（SM：Synchronous Motor）の構造は図 2.1，2.2 のような回転子と固定子から構成されている。固定子は固定子鉄心とその鉄心に巻かれた回転磁界を発生する固定子巻線があり、回転子は、界磁磁極で構成されている。一般的には電機子コイルは三相である。

回転子側の界磁磁極には電磁石形、永久磁石形、誘導子形などがある。本研究で用いる埋込形永久磁石同期モータ（IPMSM：Interior Permanent Magnet Synchronous Motor）は永久磁石形であり、この形式の同期モータを一般に永久磁石形同期モータ（PMSM：Permanent Magnet Synchronous Motor）という。PMSM には、回転子構造により、表面形永久磁石同期モータ（SPMSM：Surface Permanent Magnet Synchronous Motor）と IPMSM との 2 種類に分けられる。SPMSM は、回転子鉄心の表面に永久磁石を配置したものであり、一方 IPMSM は、永久磁石を回転子鉄心の中に埋め込んだものである。構造上、SPMSM は電機子巻線の d 軸インダクタンス L_d と q 軸インダクタンス L_q が等しい非突極機となり、IPMSM では電機子巻線が作る d 軸方向の磁束の磁路にはエアギャップと同じ磁気抵抗の大きな磁石が存在し磁束は通りにくいが、 q 軸方向の磁束は鉄心を通ることができるため、この方向の磁気抵抗は小さくなり、この結果 $L_d < L_q$ の突極性となる。

固定子巻線法には、分布巻と集中巻がある。分布巻は、巻線が固定子鉄心の突極をまたがって配置される構造であり、巻線端部の長さが長くなる。一方、集中巻は固定子の突極

(歯部) に巻線を集中的に巻く構造であり、突極に直に巻くことができる。これら 2 種類の巻線を比較すると、集中巻は巻線が重ならないため集中巻の巻線端部高さは分布巻と比較して 40% 程度短くなっている。また、集中巻は巻線端部の長さが短いため巻線抵抗も分布巻より小さく、よって損失が少なくなり効率が向上する。しかし、分布巻の方も弱め界磁制御、リラクタンストルク活用が可能という点では有利であり、高トルク、運転範囲が広い用途に適している。図 2.1 と図 2.2 に PMSM の構造を示す。

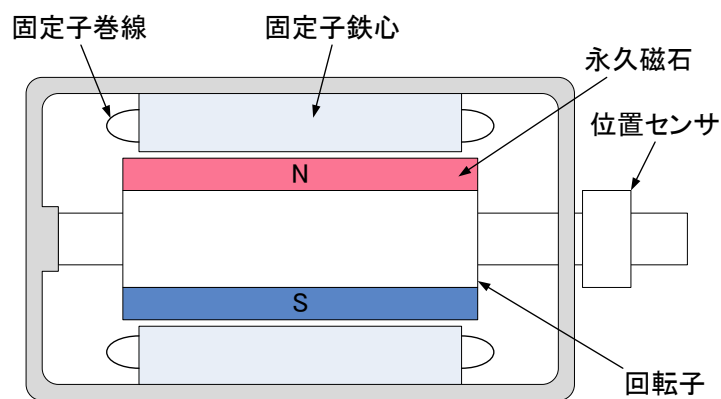


図 2.1 PMSM の構造[2], [5], [6]

Fig. 2.1 Architecture of PMSM

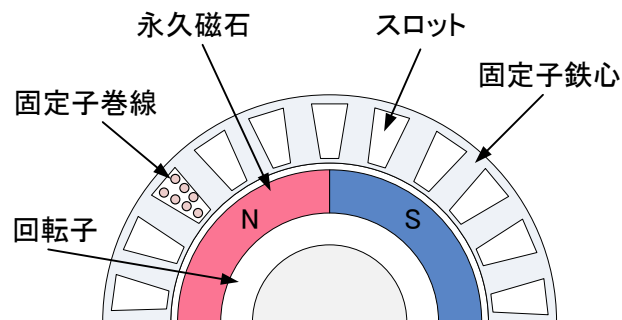


図 2.2 PMSM の断面[2], [6], [7]

Fig. 2.2 Cross Section of PMSM

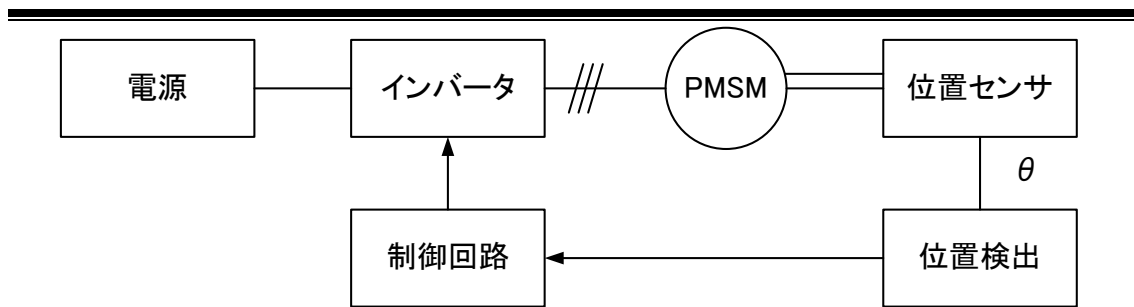
図 2.3 PMSM の基本構成^[2]

Fig. 2.3 Basic system of PMSM

SPMSM のメリットは、永久磁石と固定子巻線の間に漏れが少ないため、磁束を有効に鎖交させることができる。また、ギャップの磁束分布も高周波を多く含まないため振動騒音が少ない。回転子表面に永久磁石を固定する方法はセグメント磁石やリング磁石を接着することによる方法であり、比較的容易で低コストである。デメリットは回転子の機械強度である。回転子の遠心力により表面に貼り付けられた永久磁石が破損もしくは、はがれてしまう。また、最近ではモータの高性能化に伴い希土類磁石（特にネオジム磁石）を用いるようになった。ネオジム磁石では従来のフェライト磁石と比較するとネオジム磁石の比抵抗が小さいため、磁石表面より渦電流損が発生することとなる。

一方、IPMSM のメリットは、表面磁石形の欠点を解消する構造であり、回転子内部に永久磁石を埋め込み機械強度を向上させている。その上、回転子表面は積層珪素鋼板であるため渦電流が発生しない。また、突極機であるため、積極的に d 軸電流を流すことによってリラクタンストルクを有効に利用できる。IPMSM のデメリットは、有効磁束の減少がある。磁石表面と磁石間の鉄部を飽和させるために磁束が用いられマグネットトルクが減少してしまう。しかし、磁石間の鉄部が補助磁極としてリラクタンストルクを発生するのでマグネットトルクの低下を補うことができる。また、IPMSM ではエアギャップの磁束分布の粗密が大きく、振動や騒音の原因となっている。

IPMSM を含む同期モータは誘導電動機（IM：Induction Motor）と異なり、商用周波

数電源ではモータ自身で始動ができない。そのため、インバータが必要となる。また、PMSM は磁束と電流の位相差を一定にするために位置センサが必要となる。これらを含めた PMSM の基本構成を図 2.3 に示す。

PMSM は、直流モータ（DC モータ：direct-current motor）におけるブラシおよび整流子の働きを磁極位置センサやインバータなどの制御装置によって行うと考えることができ、特性も直流機とほぼ等価である。また、構造的には巻線を持たない永久磁石部を回転子とすることができるため、回転子の外形を小さく、低慣性とすることができる。このため、サーボモータなどの高速応答が必要な用途向けに最適なモータといえる。

2-2 IPMSM の回転原理

2-2-1 座標変換

電動機の特性を記述するには二相交流による 2 軸理論がよく使われる。ここではまず、三相交流をそれと等価な二相交流に変換する三相二相変換 ($\alpha\beta$ 変換) を、つぎに回転座標軸へ変換する回転座標変換 ($d-q$ 変換) について述べる。

- 三相二相変換

通常の交流モータでは三相巻線が施されていることが多い。ところが、三相巻線では巻線の相互間で磁気的な結合 (相互干渉) があり扱いにくい。そこで、三相巻線に流れる電流や磁束をベクトルで扱うには、等価な直交二相巻線に変換することで相互干渉がなくなり扱いやすくなる。

図 2.4 に三相巻線 (u, v, w 巻線) と二相巻線 (α, β 巻線) を示す。一般には二相巻線の α, β 巻線のほかに零相成分を考える必要があるが、三相三線式では零相分は 0 であるため省略できる。また、三相巻線が固定されている場合、 u 相巻線と α 相巻線の角を零としても一般性は失われないため、 u 相巻線と α 相巻線の角を零とする。

対称三相電流の式を(2-1)式に示す。

$$\left. \begin{aligned} i_u &= \sqrt{2}I_m \cos \theta \\ i_v &= \sqrt{2}I_m \cos \left(\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \\ i_w &= \sqrt{2}I_m \cos \left(\theta + \frac{2}{3}\pi \right) \end{aligned} \right\} \quad (2-1)$$

これを三相二相変換したものが次の式である。

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(\frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(-\frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin(0) & \sin\left(\frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(-\frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

また、逆変換の式は以下ようになる。

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \sin(0) \\ \cos\left(\frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(-\frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(-\frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

ここで、 $\sqrt{\frac{2}{3}}$ の係数は変換の前後で取り扱う電力が変わらないようにするための変換係数

である。この変換方式を絶対変換という。係数を付けずに変換する方式を相対変換という。

図 2.5 に三相二相変換波形について示す。

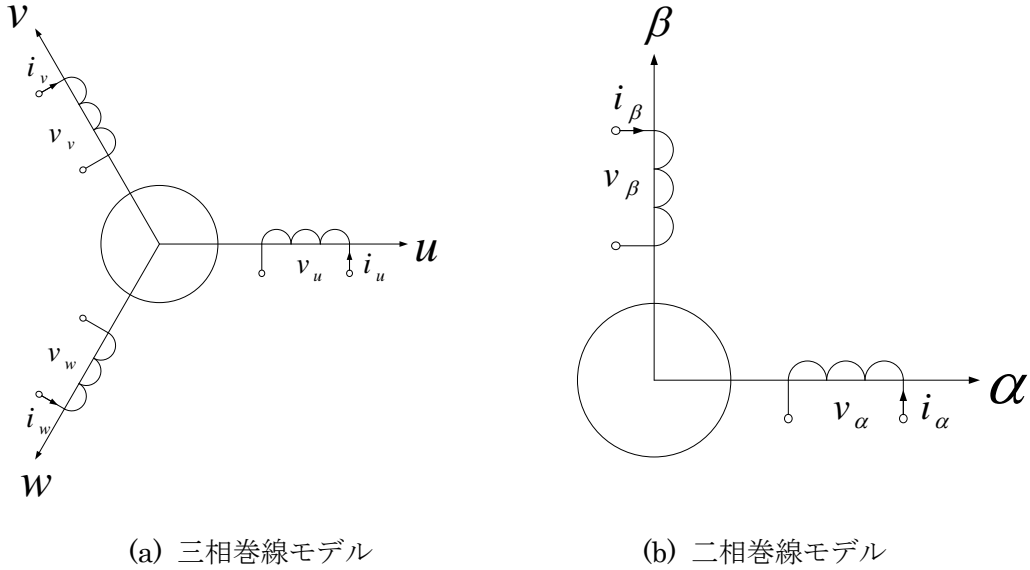
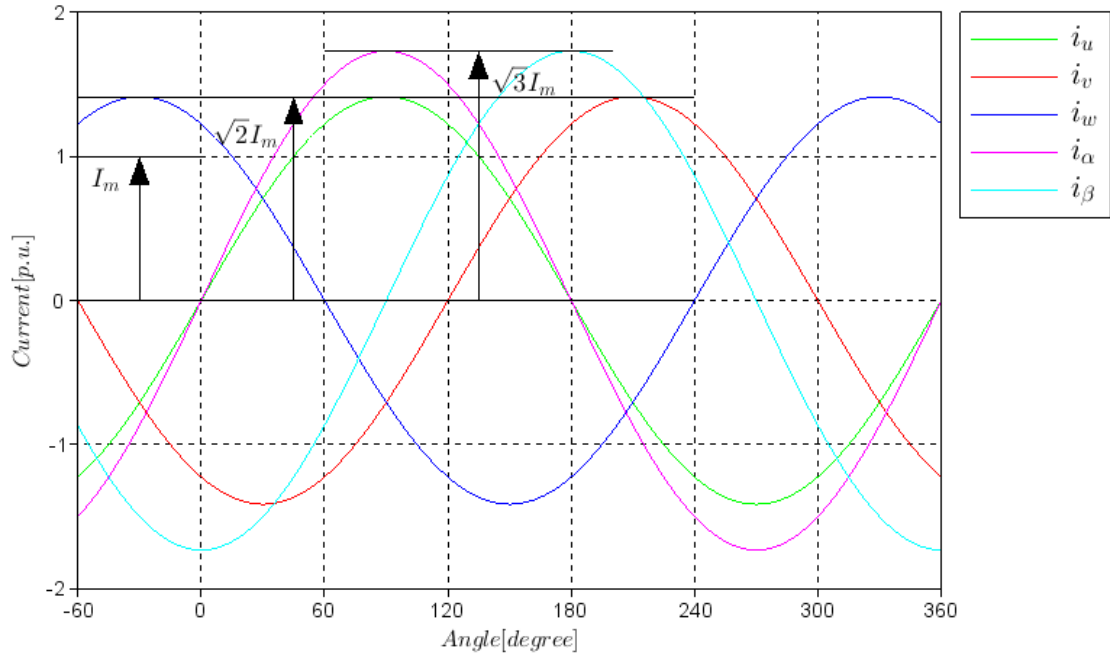


図 2.4 三相巻線モデルと二相巻線モデル^[3]

Fig. 2.4 Three Phase Winding Model and Two Phase Winding Model

図 2.5 三相二相変換波形^[4]Fig. 2.5 $3\phi \cdot 2\phi$ Transform Waveform

- 回転座標変換 (d - q 変換)

回転子上の電流や電圧などを回転する座標上から見る場合と静止した固定子側の座標上から見る場合、この間の変換を行うのが回転座標変換 (d - q 変換) である。図 2.6 に静止軸 $\alpha\beta$ と回転軸 d - q との関係を示す。静止軸 α, β から回転軸 d, q への変換は以下のようになる。

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

また、逆変換の式は以下のようになる。

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

したがって、以上より三相から回転座標変換に変換する式は、(2-2)式、(2-4)式より

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(\frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(-\frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin(0) & \sin\left(\frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(-\frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \\
 &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2-6}$$

となる。同様に逆変換の式は、(2-3)式、(2-5)式より

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \sin(0) \\ \cos\left(\frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(-\frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(-\frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\
 &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2-7}$$

となる。

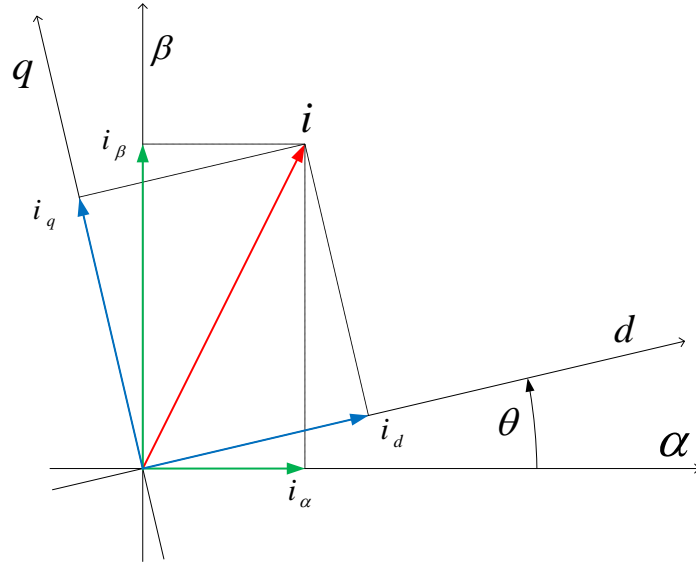


図 2.6 回転座標変換^[3]

Fig. 2.6 Rotating Coordinate Transform

2-2-2 回転原理

- 回転磁界の発生

次に交流モータを考える場合に欠かせない回転磁界の発生原理について考える。図 2.7 ～図 2.9 にその原理を示す。固定子の内部に巻かれた三組の巻線（図 2.7）を 120° ごとに間隔をおいて配置する。また、この巻線に 120° ごとに位相差のある電流を図 2.8 で示すように流す。この各相電流の振る舞いから回転磁界の発生をみると、 $60^\circ \sim 120^\circ$ では U 相電流は正、 V 相、 W 相の電流は負となっている。このときの電機子巻線による磁極は図 2.9 (a) のように $U+$ 相コイルは N 極、 $W+$ 相は S 極、同様に $V+$ 相コイルは S 極、 $V-$ 相コイルは N 極、 $W-$ 相コイルは S 極、 $U-$ 相コイルは N 極となり、固定子全体として二極の磁界ができる。

以後、 $120^\circ \sim 180^\circ$ では図 2.9 (b)、 $180^\circ \sim 240^\circ$ では図 2.9 (c) のように、時間の経過とともに電機子巻線による発生磁極は変化し、回転し始める。

この場合、電流は 1 サイクル ($0^\circ \sim 360^\circ$) で固定子磁極は一回転する。この回転磁界の回転数を同期速度という。

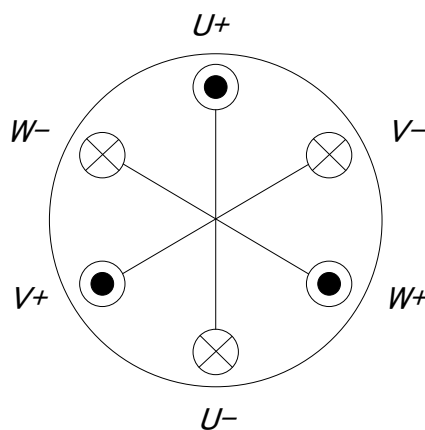


図 2.7 三相電機子コイル[2], [6], [7]

Fig. 2.7 Three Phase Armature Coils

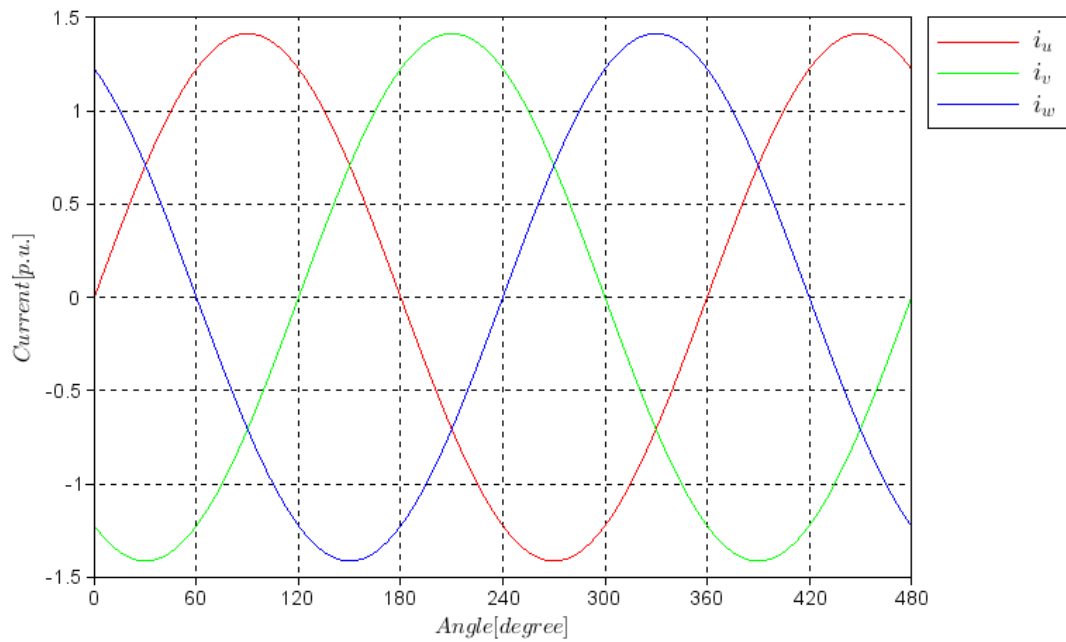
図 2.8 三相巻線電流^[7]

Fig. 2.8 Three Phase Winding Wire Currents

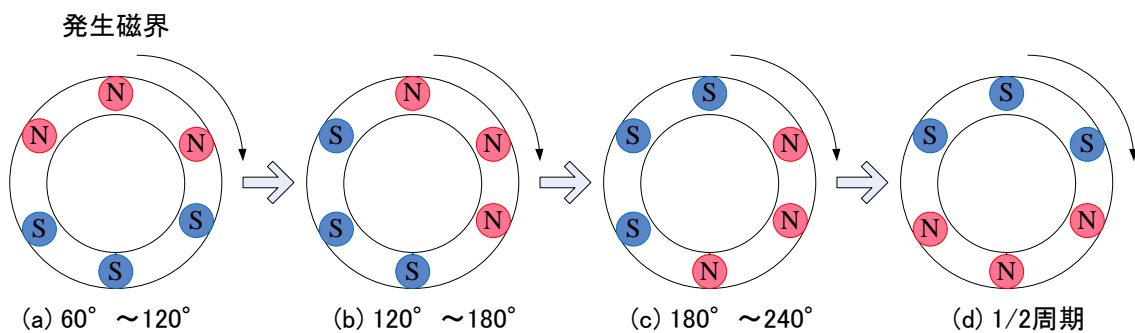
図 2.9 回転磁界の発生^[7]

Fig. 2.9 Producing Rotating Magnetic Field

- 回転原理

図 2.10 は PMSM の原理を示すものである。回転磁界の中に永久磁石回転子を入れることによって、固定子巻線による回転磁界と永久磁石回転子間の吸引反発力を持続的に発生させ、これによって回転を持続させることができる。固定子の回転磁界と永久磁石回転子との角度に対する発生トルクは図 2.11 で示すように変化する、 90° のときに最大トルクを発

生ずる。PMSM は回転子の位置を検出し、固定子巻線に流す電流の位相を調節することによって、常に永久磁石回転子による回転磁界との角度を 90° にし、最大トルク発生を継続するようにしている。したがって、前節第 2-1 節でも触れたが、PMSM はモータ本体に回転子位置を検出する磁極位置センサと電流を制御する制御装置（インバータなど）が必要となる。

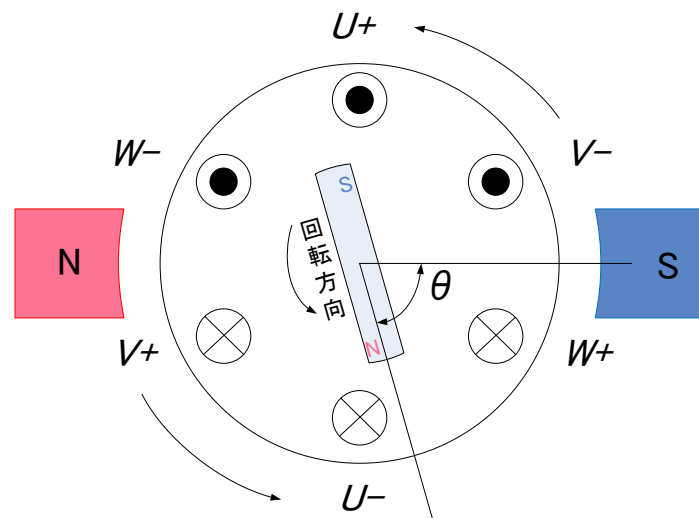
図 2.10 PMSM の回転原理^[7]

Fig. 2.10 Principle of Rotating PMSM

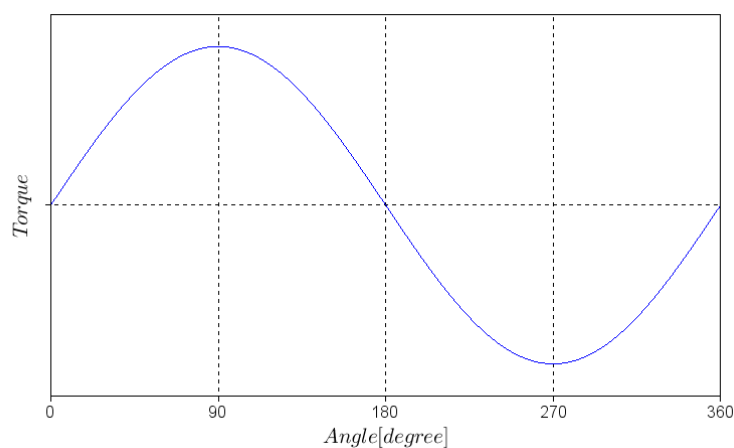
図 2.11 角度に対するトルク^[7]

Fig. 2.11 Torque vs. Degree between Rotor and Rotating Magnetic Field

- 永久磁石同期電動機の基本特性^[1]

PMSM の起電力波形には台形波と正弦波がある。一般的には、台形波磁束分布のモータに対しては 120° 矩形波通電駆動、正弦波分布のモータに対しては正弦波駆動がそれぞれ用いられる。台形波磁束分布モータの場合もその基本波を用いて基本特性を評価することができる。図 2.12 には三相 PMSM の 2 極の解析モデルを示す。

永久磁石の N 極の向きを d 軸と定め、ここから 90° 進んだ方向を q 軸とする。 U 相巻線を基準として時計回りにとった d 軸の進み角を θ とすると、次式のように電機子自己インダクタンス、相互インダクタンス及び永久磁石の電機子鎖交磁束は表される。

$$\left. \begin{aligned} L_u &= l_a + L_a - L_{as} \cos 2\theta \\ L_v &= l_a + L_a - L_{as} \cos \left(2\theta + \frac{2}{3}\pi \right) \\ L_w &= l_a + L_a - L_{as} \cos \left(2\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \end{aligned} \right\} \quad (2-8)$$

$$\left. \begin{aligned} M_{uv} &= -L_a - \frac{1}{2} L_{as} \cos \left(2\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \\ M_{vw} &= -L_a - \frac{1}{2} L_{as} \cos 2\theta \\ M_{wu} &= -L_a - \frac{1}{2} L_{as} \cos \left(2\theta + \frac{2}{3}\pi \right) \end{aligned} \right\} \quad (2-9)$$

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{fu} &= \Psi_f \cos \theta \\ \Psi_{fv} &= \psi_f \cos \left(\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \\ \Psi_{fw} &= \psi_f \cos \left(\theta + \frac{2}{3}\pi \right) \end{aligned} \right\} \quad (2-10)$$

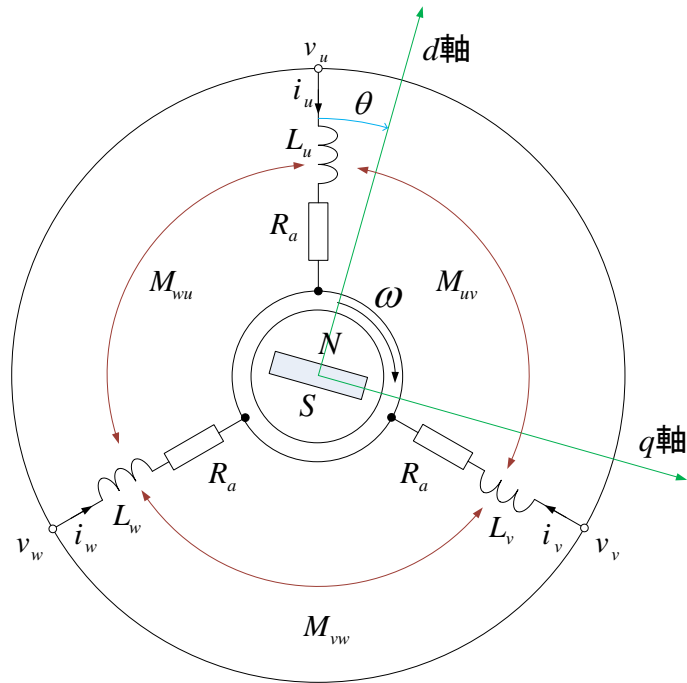


図 2.12 PMSM の解析モデル^[1]

Fig. 2.12 PMSM's Analysis Model

ただし, L_u, L_v, L_w : 各相の自己インダクタンス

l_a : 一相あたりの漏れインダクタンス

L_a : 一相あたりの有効インダクタンスの平均値

L_{as} : 一相あたりの有効インダクタンスの振幅

M_{uv}, M_{vw}, M_{wu} : 相間の相互インダクタンス

$\Psi_{fu}, \Psi_{fv}, \Psi_{fw}$: 各相の永久磁石の電機子鎖交磁束 Ψ

$\theta = \omega t$: d 軸の U 相からの進み角

ω : 電気角速度

Ψ_f : 一相あたりの永久磁石による電機子鎖交磁束の最大値

これより、PMSM の電圧方程式は次式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_u & pM_{uv} & pM_{wu} \\ pM_{uv} & R_a + pL_v & pM_{vw} \\ pM_{wu} & pM_{vw} & R_a + pL_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \omega \Psi_f \sin \theta \\ \omega \Psi_f \sin \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) \\ \omega \Psi_f \sin \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

ただし、 v_u, v_v, v_w : 各相の電機子電圧

i_u, i_v, i_w : 各相の電機子電流

$p = \frac{d}{dt}$: 微分演算子

R_a : 電機子巻線抵抗

三相座標系から三相二相変換することにより、 $\alpha\beta$ 座標系における電圧方程式が得られる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} &= R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta & L_1 \sin 2\theta \\ L_1 \sin 2\theta & L_0 - L_1 \cos 2\theta \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ &+ p \left\{ \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta & L_1 \sin 2\theta \\ L_1 \sin 2\theta & L_0 - L_1 \cos 2\theta \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + p \left\{ \Psi_a \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \right\} \end{aligned} \quad (2-12)$$

ただし、 $L_0 = l_a + \frac{3}{2} L_a$, $L_1 = -\frac{3}{2} L_{as}$, $\Psi_a = \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_f = \sqrt{3} \Psi_e$

Ψ_e : 永久磁石による電機子鎖交磁束の実効値

上記の(2-12)式をまとめると、以下ようになる。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + p(L_0 + L_1 \cos 2\theta) & p(L_1 \sin 2\theta) \\ p(L_1 \sin 2\theta) & R + p(L_0 - L_1 \cos 2\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + p \Psi_a \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

(2-13)式をさらに回転座標変換することで、電気角速度 ω で回転する $d-q$ 座標系の電圧方程式が求まる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Psi_a \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

ここで, v_d, v_q : 電機子電圧の d, q 軸成分

i_d, i_q : 電機子電圧の d, q 軸成分

$$L_d = l_a + \frac{3}{2}(L_a - L_{as}) = L_0 + L_1 : d \text{ 軸インダクタンス}$$

$$L_q = l_a + \frac{3}{2}(L_a + L_{as}) = L_0 - L_1 : q \text{ 軸インダクタンス}$$

図 2.13 に PMSM の dq 変換モデルを示す。固定子に静止していた三相巻線は永久磁石の回転子と同期して回転する二つの d, q 巻線に変換されるため相対的には静止しているのと等価となり、電氣的に独立した二つの直流回路とみなすことができる。

(2-14)式の右辺第一項の 1 行 1 列および 2 行 2 列の第一項は電機子巻線抵抗による電圧降下であり、第二項は電流の変化によるインダクタンスの電圧降下で定常状態では d, q 軸電流は一定の値（直流）となるため 0 となる。1 行 2 列および 2 行 1 列では q 軸ならびに d 軸電機子反作用を表している。これらの電機子反作用は PMSM の特性に重要な関わりを持っている。第二項は永久磁石の電機子鎖交磁束による誘起電圧で、 q 軸のみに発生する。PMSM の定常運転時のベクトル図は図 2.14 となる。

極対数 P_n の PMSM のトルクは、電流ベクトル \mathbf{i}_a と電機子鎖交磁束ベクトル $\boldsymbol{\Psi}_0$ の外積より求まる。

$$T = P_n \psi_0 i_q + P_n (L_d - L_q) i_d i_q \quad (2-15)$$

トルク式の右辺第一項はマグネットトルクを表し、第二項は突極性によって生じるリラクタンストルクを表している。IPMSM では $L_d < L_q$ の逆突極性を持つため、負の d 軸電流を流すことによりマグネットトルクに加えてリラクタンストルクも出力に関与する。

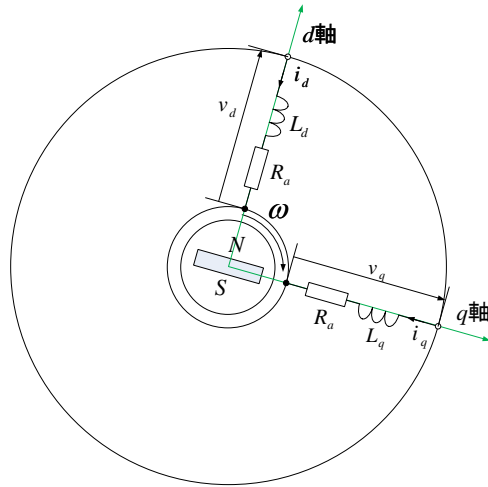


図 2.13 PMSM の d, q 変換モデル^[1]

Fig. 2.13 PMSM's d, q Transform Model

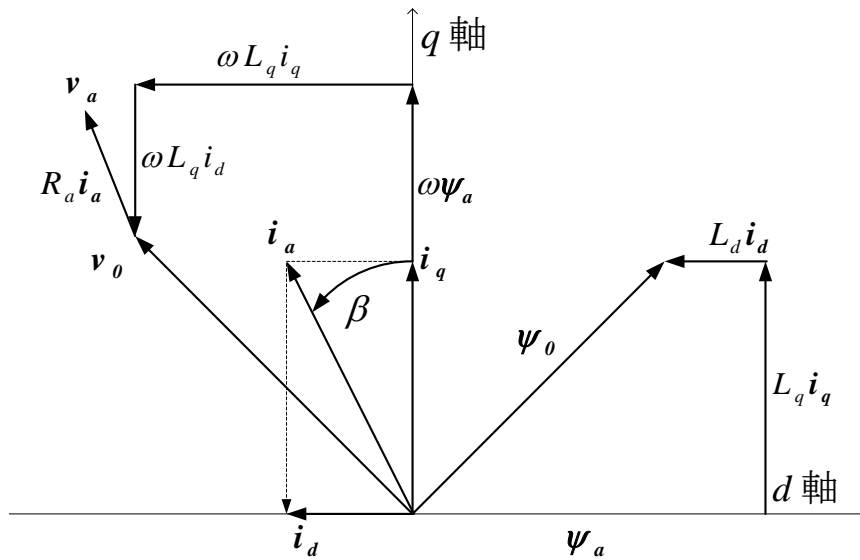


図 2.14 基本ベクトル図^[1]

Fig. 2.14 Basic Vector Diagram

- リラクタンストルク [2], [6]

永久磁石を回転子鉄心内に埋め込んだ IPMSM の場合には，上記に触れたリラクタンストルクがマグネットトルクに加え発生する。前述したように永久磁石によるトルクは固定子の回転磁界による極と，回転子永久磁石磁極との吸引および反発を利用して回転する。これから永久磁石によるトルク（マグネットトルク）は両者の角度が 90° のときに最大になる。

一方，リラクタンストルクは固定子の回転磁界による極と回転子の突極との吸引力によってのみ生じるトルクである。リラクタンストルクは q 軸のリラクタン스가 d 軸より大きく，これによって回転子の q 軸が固定子磁界の S 極に吸引されることによって発生するトルクである。つまり，IPMSM ではマグネットトルクとリラクタンストルクの両方を使用できる。

図 2.15 にマグネットトルク，リラクタンストルクおよび両トルクの合成トルクを示す。永久磁石によるトルクは 360° で 1 サイクルのトルクであるが，リラクタンストルクは吸引のみであるために 2 サイクルのトルクとなる。IPMSM では総トルクが最大になる角度になるよう，常に巻線電流を制御している。また，永久磁石がなく，リラクタンストルクのみのモータはリラクタンスマータと呼ばれている。

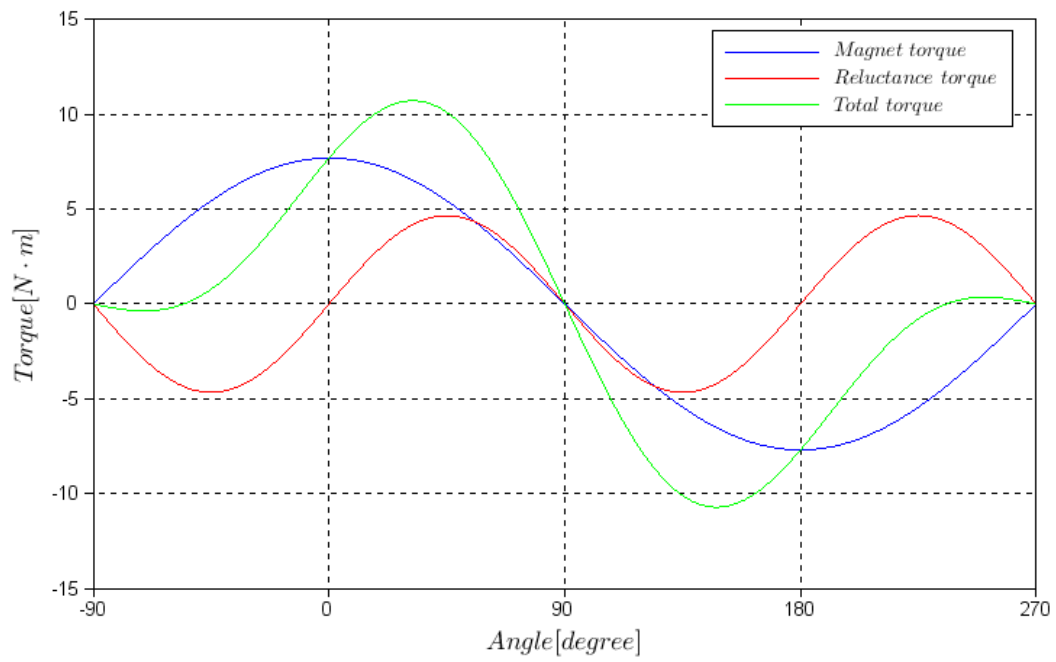


図 2.15 リラクタンストルクとマグネットトルク [2], [6]

Fig. 2.15 Reluctance Torque and Magnet Torque

第3章 電流微分値を用いた高周波電圧を 重畳しない磁極位置推定法

3-1 磁極位置推定式の導出

3-2 推定法の適用範囲

第3章 電流微分値を用いた高周波電圧を重畳しない磁極位置推定法

IPMSM の磁極位置推定の手法は種々提案されているが、低速時には IPMSM の突極性を利用し、高周波電圧を重畳する方式が提案されている。しかしこの手法ではノイズ・高周波音等が発生することから、実用性に問題がある。これに対して、高周波電圧を重畳せず、逆起電力と突極性を併用した推定方法が提案されている^[32]。この方法では原理的な問題で負荷の全範囲での推定は困難である。本研究では明示的に流す d 軸電流から得られる電流微分値の情報に基づき位置推定をすることで適用可能な範囲を拡張する。

本章では、提案した手法で用いる磁極位置推定式の導出と、磁極位置推定に用いる電流微分の測定方法について示す。

3-1 磁極位置推定式の導出

まず、3-1-1 で、IPMSM の一般的な電圧方程式から磁極位置推定に使われる式を導出する。本推定法は零電圧ベクトル印加時（インバータ各相の出力電圧が零）に推定を行い、速度や負荷の条件によって使用する推定法を 2 種類から選択する。一方は d 軸電流微分値による推定法（3-1-2）で、他方は q 軸電流微分値による推定法（3-1-3）である。また、いずれの手法においても明示的な d 軸電流を流す。

低速領域では、一般的な PWM インバータを用いた制御において、印加電圧が 0 の時間（零電圧ベクトル印加時間、後述）が比較的長く、電流微分値の測定が容易であり、非常に簡素なアルゴリズムで磁極位置推定が実現できる。また、本方法では高周波などの余計な信号を注入する必要がないので音響的なノイズの発生もない。

3-1-1 磁極位置推定式の導出

IPMSM の一般的な電圧方程式は第2章で述べたように dq 座標系では次式のように表すことができる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_a \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

本研究では零電圧ベクトル印加時の電流微分値情報を利用するため、(3-1)式について出力電圧が零電圧である状態を考え左辺を 0 として di_d/dt , di_q/dt について解くと、上式は(3-2)式に変形できる。

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \omega \\ -\frac{L_d}{L_q} \omega & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\omega \psi_a}{L_q} \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

次に、 dq 座標上の電流について、 dq 軸から θ_{err} ずれたところに図 3.1 のような $d_{est}q_{est}$ 軸を定義する。この時、実位置 θ から θ_{err} ずれたものを θ_{est} とすれば、両者の関係は式(3-3)となる

$$\theta_{est} = \theta + \theta_{err} \quad (3-3)$$

また、実座標上の電流 i_d, i_q と推定座標上の電流 i_{dest}, i_{qest} の関係は式(3-4)となる。

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{err} & -\sin \theta_{err} \\ \sin \theta_{err} & \cos \theta_{err} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dest} \\ i_{qest} \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

(3-4)式を(3-2)式に代入することにより、(3-5), (3-6)式が得られる。

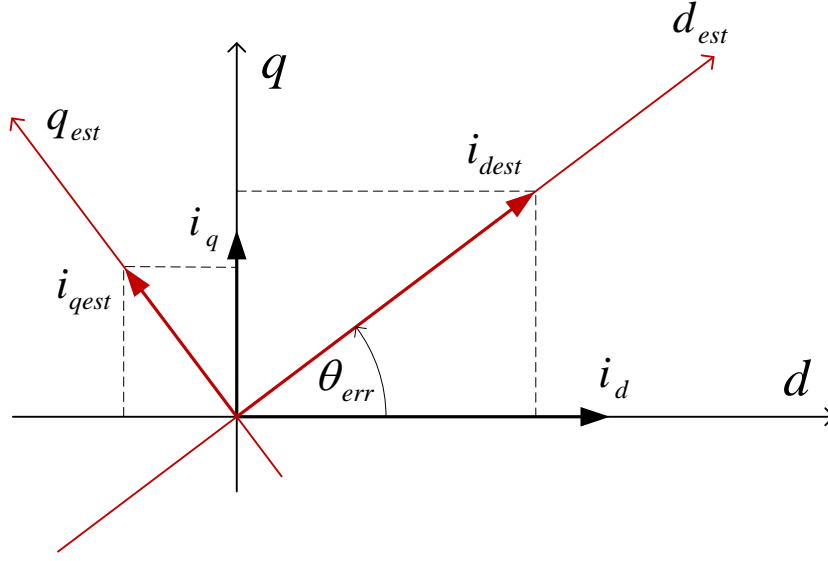

 図 3.1 d - q 軸と d_{est} - q_{est} 軸の関係

 Fig. 3.1 Relation of d - q Frame and d_{est} - q_{est} Frame

$$\begin{aligned} \frac{di_{dest}}{dt} = \frac{1}{L_d L_q} & \left[\left\{ R \left\{ (L_d - L_q) \cos^2 \theta_{err} - L_d \right\} + \frac{\omega}{2} (L_q^2 - L_d^2) \sin 2\theta_{err} \right\} i_{dest} \right. \\ & \left. + \left\{ \omega \left\{ (L_q^2 - L_d^2) \cos^2 \theta_{err} + L_d^2 \right\} + \frac{R}{2} (L_q - L_d) \sin 2\theta_{err} \right\} i_{qest} \right] - \frac{\psi_a \omega}{L_q} \sin \theta_{err} \end{aligned} \quad (3-5)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{qest}}{dt} = \frac{1}{L_d L_q} & \left[\left\{ \omega \left\{ (L_q^2 - L_d^2) \cos^2 \theta_{err} - L_q^2 \right\} + \frac{R}{2} (L_q - L_d) \sin 2\theta_{err} \right\} i_{dest} \right. \\ & \left. + \left\{ R \left\{ (L_d - L_q) \cos^2 \theta_{err} - L_q \right\} + \frac{\omega}{2} (L_q^2 - L_d^2) \sin 2\theta_{err} \right\} i_{qest} \right] - \frac{\psi_a \omega}{L_q} \cos \theta_{err} \end{aligned} \quad (3-6)$$

ここで、(3-5)式の第2，3項及び(3-6)式の第1，4項はインダクタンスの2乗と速度によって表される項であり，停止または回転速度が十分低いことを考慮すると，他項と比較すれば十分小さいことがわかる。そのため，これらの式は(3-7)，(3-8)式に簡略化できる。

$$\begin{aligned} \frac{di_{dest}}{dt} = \frac{R}{L_d L_q} & \left[\left\{ (L_d - L_q) \cos^2 \theta_{err} - L_d \right\} i_{dest} - \frac{1}{2} (L_d - L_q) \sin 2\theta_{err} \cdot i_{qest} \right] \\ & - \frac{\psi_a \omega}{L_q} \sin \theta_{err} \end{aligned} \quad (3-7)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{q_{est}}}{dt} = & -\frac{R}{L_d L_q} \left[\frac{1}{2} (L_d - L_q) \sin 2\theta_{err} \cdot i_{dest} + \left\{ (L_d - L_q) \cos^2 \theta_{err} + L_q \right\} i_{q_{est}} \right] \\ & - \frac{\psi_a \omega}{L_q} \cos \theta_{err} \end{aligned} \quad (3-8)$$

これら2式が磁極位置推定の基本式となり，これらを条件によって使い分ける。上記の通り，これらの式は一般的なIPMSMの電圧方程式から導くことができる。

3-1-2 d軸電流微分値に基づく磁極位置推定方法

位置センサレス制御において位置推定誤差 θ_{err} は小さくなるよう制御されているため， θ_{err} は十分に小さいと仮定できる。このとき，(3-9)式の近似が成立する。

$$\cos^2 \theta_{err} \approx 1, \sin 2\theta_{err} \approx 2\theta_{err}, \sin \theta_{err} \approx \theta_{err} \quad (3-9)$$

上記の(3-9)式を零電圧ベクトル印加時のd軸電流微分値を表す(3-7)式に適用すると(3-10)式に変換できる。

$$\frac{di_{dest}}{dt} = \frac{R}{L_d L_q} \left\{ -L_d i_{dest} - (L_d - L_q) i_{q_{est}} \theta_{err} \right\} - \frac{\psi_a \omega}{L_q} \theta_{err} \quad (3-10)$$

これを次式のように整理する。

$$\frac{di_{dest}}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_{dest} - \left(\frac{R(L_d - L_q)}{L_d L_q} i_{q_{est}} + \frac{\psi_a \omega}{L_q} \right) \theta_{err} \quad (3-11)$$

(3-11)式は，d軸電流微分値情報はd軸電流で表される右辺第1項と，位置推定誤差による右辺第2項から成ることを示す。(3-11)式に於いて位置推定誤差 θ_{err} が零となるとき，(3-12)式が成立するならば(3-13)式が成立し，逆に(3-12)が成立するならば(3-13)式が成立するときには位置推定誤差 θ_{err} が零となる。

$$\frac{R(L_d - L_q)}{L_d L_q} i_{q_{est}} + \frac{\psi_a \omega}{L_q} \neq 0 \quad (3-12)$$

$$\frac{di_{dest}}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_{dest} \quad (3-13)$$

即ち、(3-13)式が成立するように d 軸電流微分値の制御を行うことで、位置推定誤差が零に収束し、推定座標系 $d_{est}q_{est}$ は実座標系 $d-q$ と一致し、位置推定が成立する。

また、(3-13)式を利用するため本研究では明示的に i_{dest} を流す。

図 3.2 に d 軸電流微分値に基づく位置・速度推定のブロックを示す。この図より、 R 及び L_d が既知とすれば推定座標上の d 軸電流と d 軸電流微分値がわかれば速度及び位置が推定できる。なお、比例ゲイン P についてはシミュレーション及び実機運転から得られる。

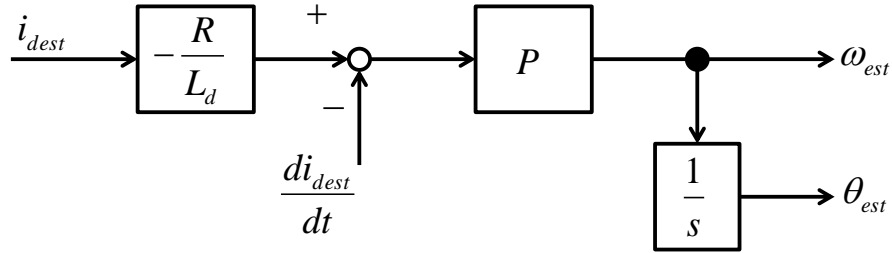
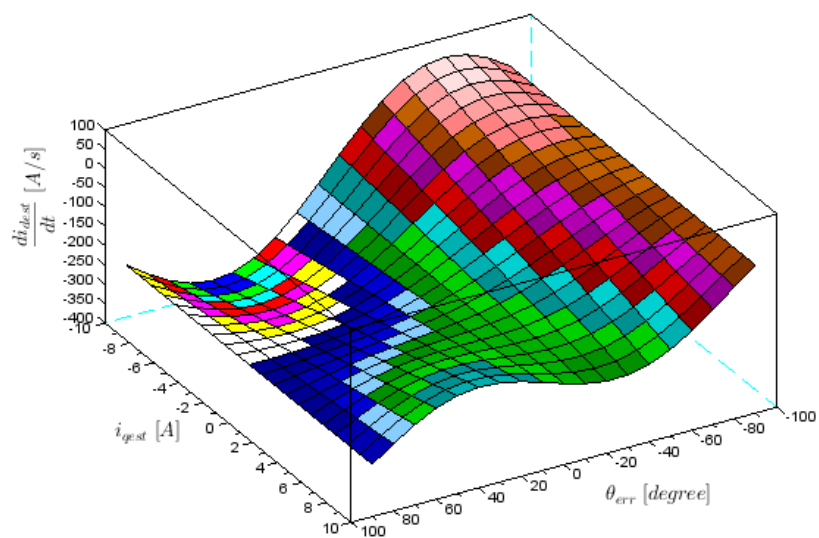


図 3.2 di_{dest}/dt による位置・速度推定ブロック

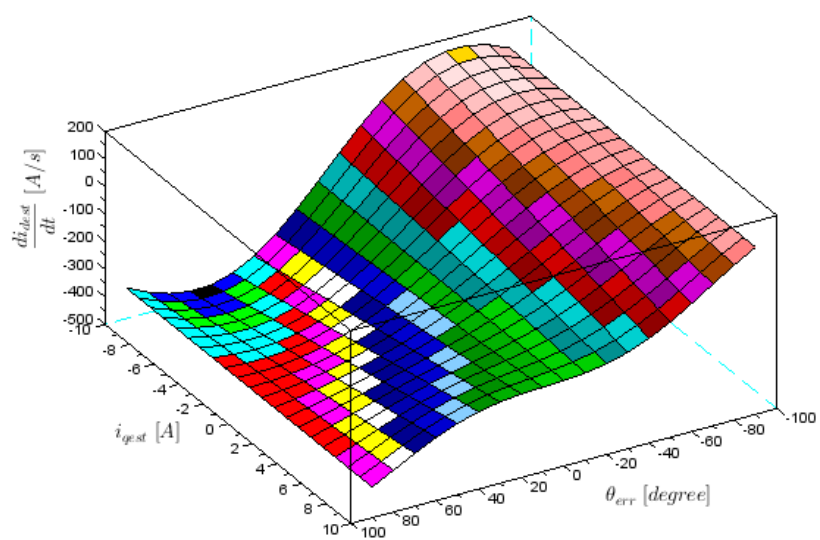
Fig. 3.2 Block diagram of estimating speed and position with di_{dest}/dt

図 3.3 は実際に後述のシミュレーションや実機実験に用いたモータにおける di_{dest}/dt と i_{qest} , θ_{err} の関係を、速度(a)5rad/s, (b)10rad/s, (c)30rad/s, (d)50rad/s についてそれぞれ表す。この図の中で di_{dest}/dt を $\theta_{err}=0$ となるような値に収束させることで磁極位置推定が成立する。この図では電流微分値の大きさによって色付けされている。

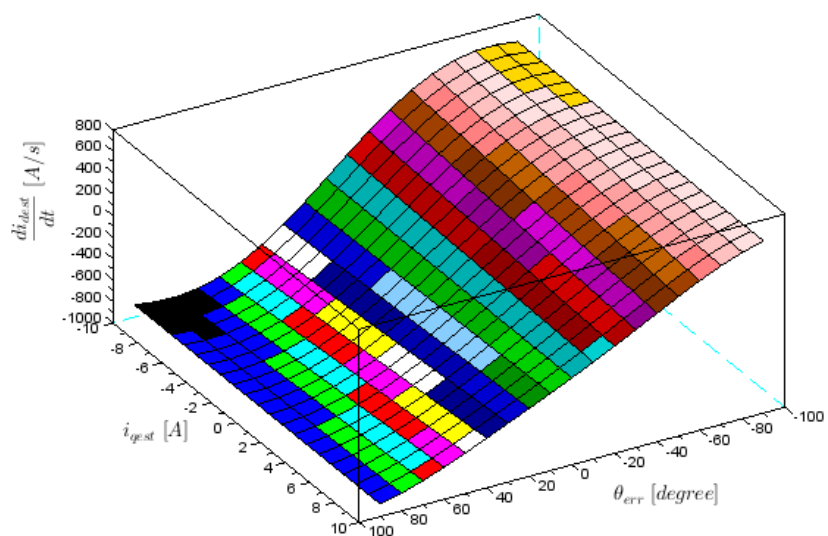
図 3.4 は異なる d 軸電流での di_{dest}/dt の分布を表し、同一速度での運転時には d 軸電流の大きさによる di_{dest}/dt の相違は顕著に現れない。



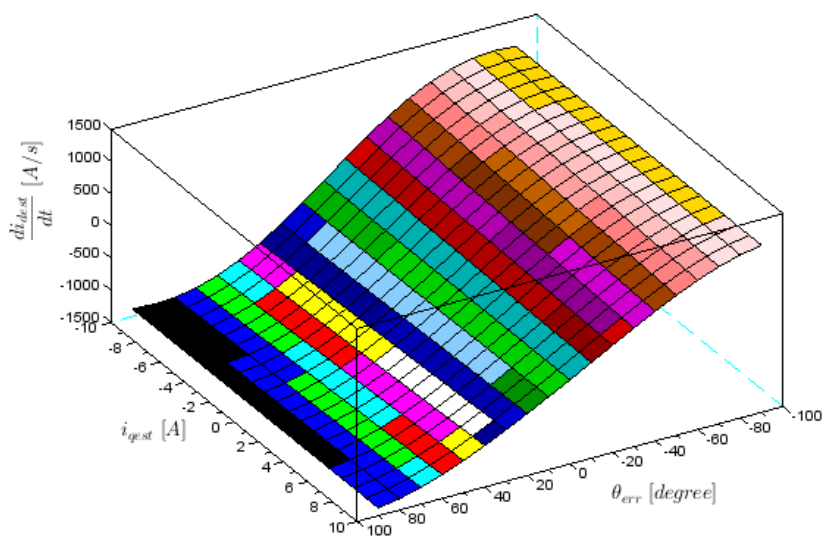
(a) 5rad/s



(b) 10rad/s



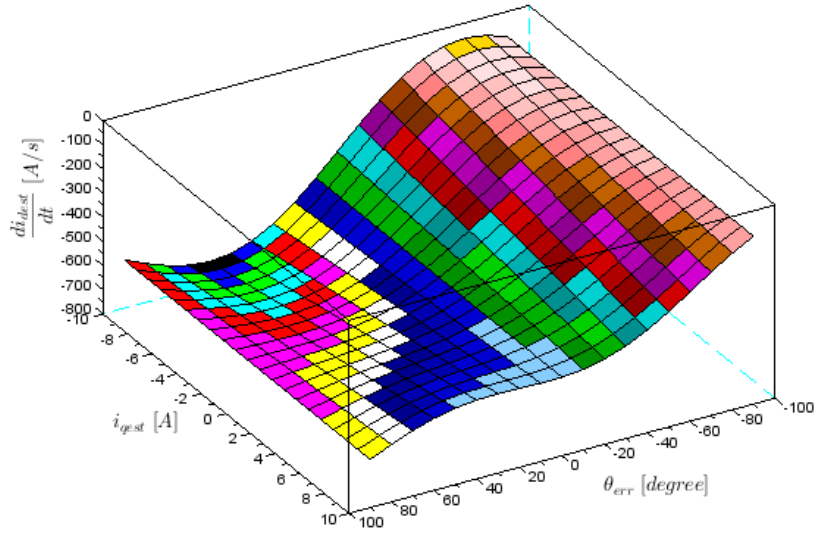
(c) 30rad/s



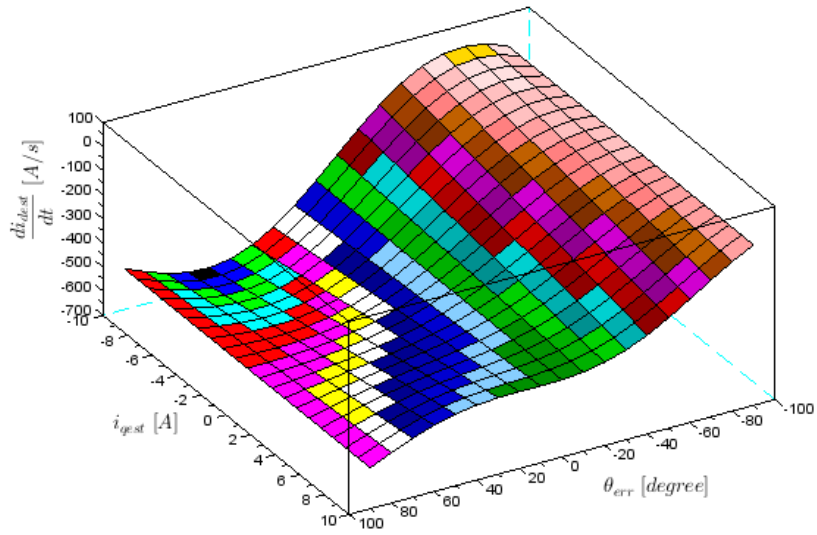
(d) 50rad/s

図 3.3 di_{dest}/dt , i_{qest} と θ_{err} の関係 ($i_{dest}=2.18A$: 定格電流の 20%)

Fig. 3.3 di_{dest}/dt , i_{qest} and θ_{err} ($i_{dest}=2.18A$: 20% of rated current)



(a) $i_d=0.05i_{rated}$



(b) $i_d=0.4i_{rated}$

図 3.4 i_{dest} が異なるときの 10rad/s における di_{dest}/dt , i_{qlst} と θ_{err} の関係

Fig. 3.4 di_{dest}/dt , i_{qlst} and θ_{err} with different i_{dest} at 10rad/s

ところで, (3-14)式の関係が成立するとき, (3-11)式における θ_{err} の係数が零となるため, di_{dest}/dt には位置情報が含まれず, d 軸電流微分値に基づく位置推定はできない。

$$i_{q_{est}} = \frac{L_d \psi_a}{R(L_q - L_d)} \omega \quad (3-14)$$

(3-14)式によって示される di_{dest}/dt による位置推定不能条件は, 速度と q 軸電流がある係数を持った比例関係となるときであり, 比例係数は R, L_d, L_q, ψ_a のモータパラメータに依存する。

図 3.5 に後述のシミュレーションや実機実験で実際に用いたモータのパラメータを使用した場合の(3-14)式が成り立つ条件を表す直線を示す。

図 3.5 の直線から離れた点, 即ち負荷が大きい場合や, 負荷が小さく速度が大きい場合などでは安定した運転ができる。また回生運転時には速度が正で q 軸電流が負なので d 軸電流微分値による推定を常に適用できる。

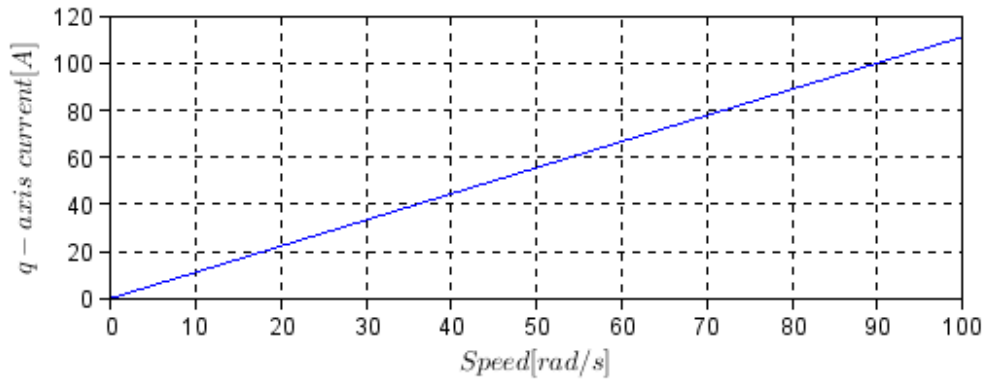


図 3.5 実験に用いた IPMSM での位置推定不能領域における $i_{q_{est}}$ と ω の関係

Fig. 3.5 Relation of $i_{q_{est}}$ and ω at unworkable region of position estimation with IPMSM actually used

負荷が軽く零速度に近い領域などでは(3-13)式の条件が成立しやすく運転に適さないため, 次に示す q 軸電流微分値に基づく磁極位置推定方法を利用する。

3-1-3 q 軸電流微分値に基づく磁極位置推定方法

位置推定誤差 θ_{err} が十分に小さいとき、(3-15)式の近似が成立する。

$$\sin 2\theta_{err} \approx 2\theta_{err}, \cos^2 \theta_{err} \approx 1, \cos \theta_{err} \approx 1 \quad (3-15)$$

(3-15)式を(3-8)式に適用すると、(3-16)式が得られる。

$$\frac{di_{qest}}{dt} = -\frac{R}{L_d L_q} \left[\frac{1}{2} (L_d - L_q) 2\theta_{err} \cdot i_{dest} + L_d i_{qest} \right] - \frac{\psi_a}{L_q} \omega \quad (3-16)$$

この式を整理し、次式が得られる。

$$\frac{di_{qest}}{dt} = -\frac{R(L_d - L_q)}{L_d L_q} i_{dest} \theta_{err} - \frac{Ri_{qest} + \psi_a \omega}{L_q} \quad (3-17)$$

(3-17)式は、q 軸電流微分値は位置推定誤差の項と、q 軸電流及び速度による項から成ることを示す。この式において i_{dest} が零でないとき θ_{err} の係数は零にならず、このとき θ_{err} が零ならば di_{qest}/dt は(3-18)式で表せる。

$$\frac{di_{qest}}{dt} = -\frac{Ri_{qest} + \psi_f \omega}{L_q} \quad (3-18)$$

(3-18)式が成立するよう電流微分値を制御することで、推定座標系 d_{est} - q_{est} は実座標系 d - q と一致し、位置推定誤差が零に収束し、位置推定が成立する。また、(3-18)式を利用するため明示的に i_{dest} を流す。

図 3.6 は(3-18)式に基づいた位置・速度推定を行うためのブロックを表す。

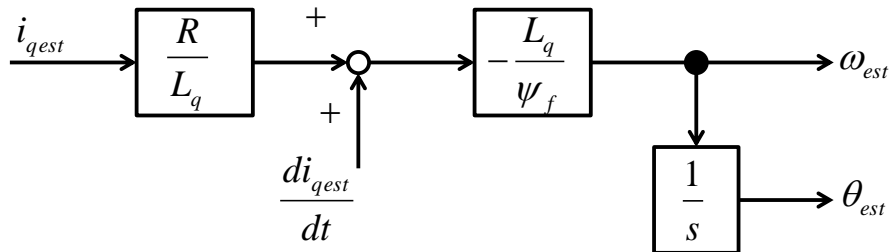
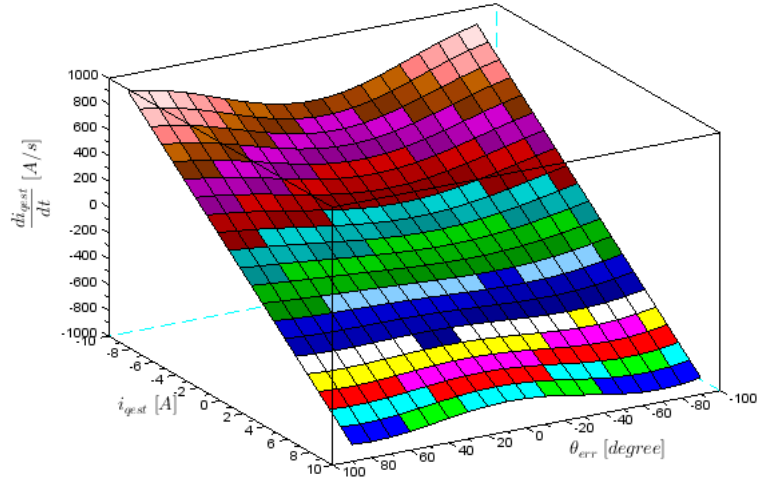


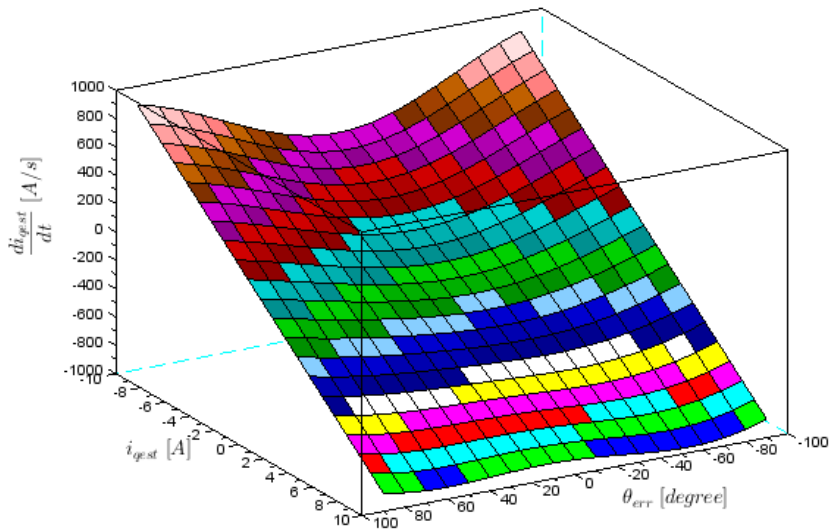
図 3.6 di_{qest}/dt による位置・速度推定ブロック

Fig. 3.6 Block diagram of estimating speed and position with di_{qest}/dt

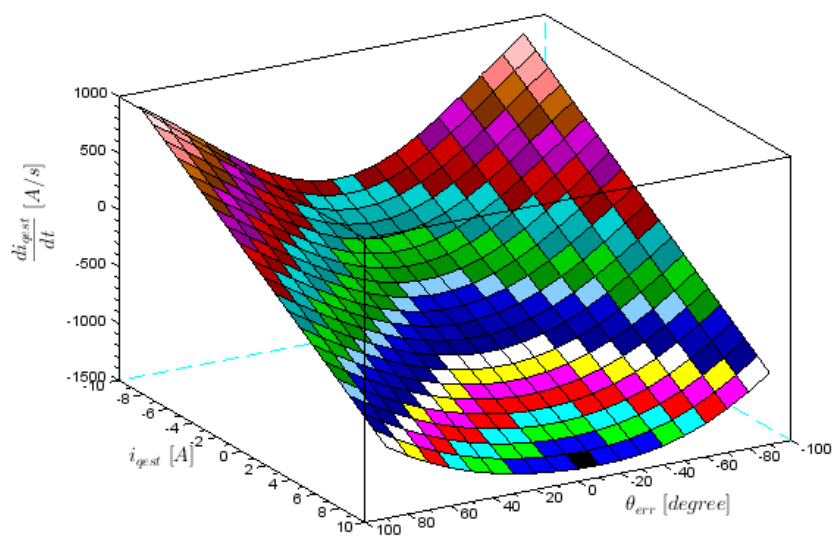
図 3.7 は実際に後述のシミュレーションや実機実験に用いたモータにおける di_{qest}/dt と i_{qest} , θ_{err} の関係を、速度(a)5rad/s, (b)10rad/s, (c)30rad/s, (d)50rad/s についてそれぞれ表し、磁極位置推定は di_{qest}/dt を $\theta_{err}=0$ となるような指令値に追従させることで成立する。



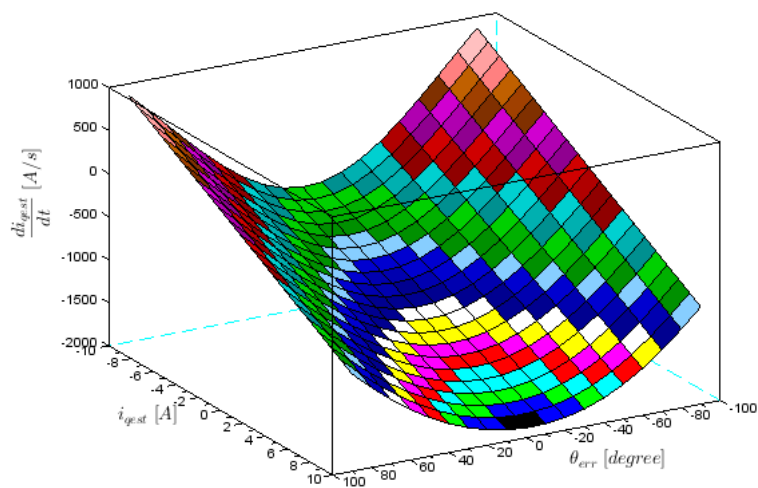
(a) 5rad/s



(b) 10rad/s



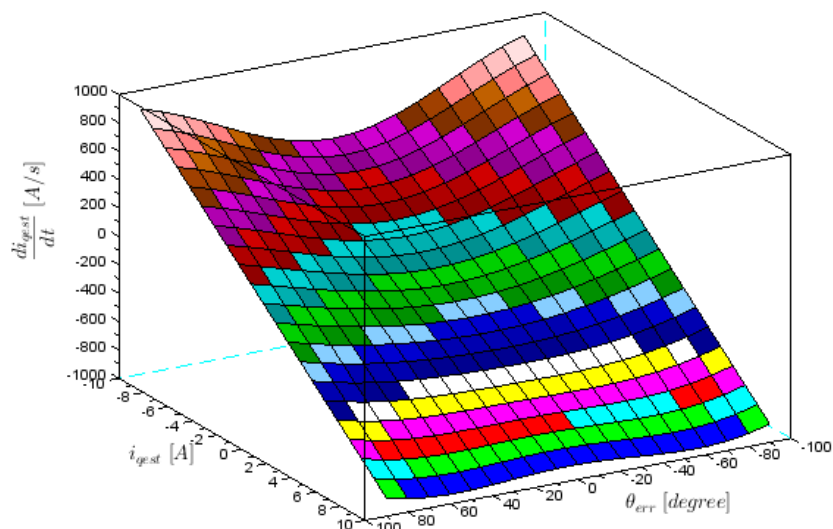
(c) 30rad/s



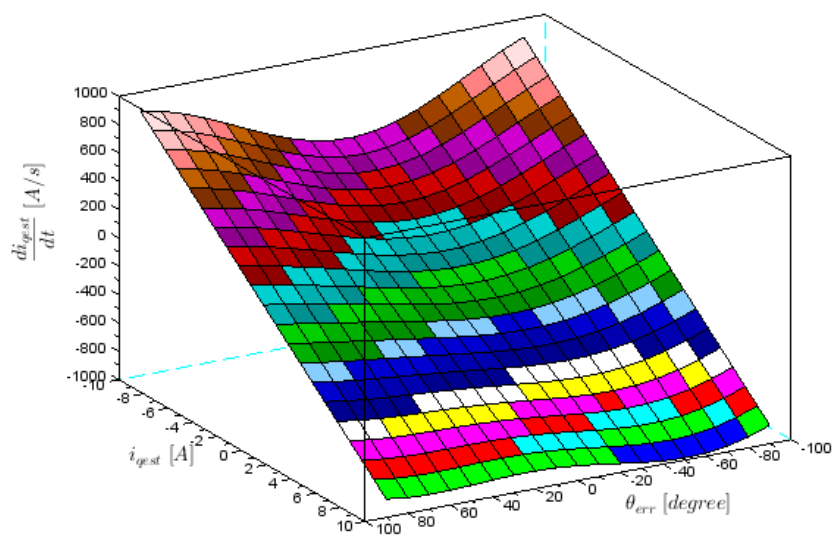
(d) 50rad/s

図 3.7 di_{qest}/dt , i_{qest} と θ_{err} の関係 ($i_{dest}=2.18A$: 定格電流の 20%)

Fig. 3.7 di_{qest}/dt , i_{qest} and θ_{err} ($i_{dest}=2.18A$: 20% of rated current)



(a) $i_d=0.05i_{rated}$



(b) $i_d=0.05i_{rated}$

図 3.8 i_{dest} が異なるときの 10rad/s における di_{qest}/dt , i_{qest} と θ_{err} の関係

Fig. 3.8 di_{qest}/dt , i_{qest} and θ_{err} with different i_{dest} at 10rad/s

図 3.8 は異なる d 軸電流での di_{qest}/dt に分布を表し，同一速度での運転時には d 軸電流の大きさによる di_{qest}/dt の相違は顕著に現れない。

図 3.7 及び図 3.8 は電流微分値の大きさに基づいて色分けされている。

3-2 推定法の適用範囲

本推定方法は速度及び負荷電流の大きさにより、推定方式を切り換える必要がある。図 3.5 に示す直線は(3-14)式が成立する部分を表し、実際の制御においては速度及び q 軸電流は僅かな脈動を含むため、この直線を帯状に広げた部分では d 軸電流微分値に基づく位置推定が成立しない。

一方、 q 軸電流微分値に基づく位置推定は(3-17)式に基づいて算出される。この式では第 1 項の大きさが第 2 項の大きさに対し極端に小さくなるときに位置推定誤差を零に収束できなくなるが、これは速度または q 軸電流が大きくなるときであり、前者は本研究の適用範囲外（逆起電力を利用した種々のセンサレス制御が適用できる領域）であり、後者の場合には d 軸電流微分値に基づく位置推定が成立する。

ここで、図 3.5 の直線に近づく指標として(3-11)式右辺第 2 項の θ_{err} の係数を用い、これを(3-19)式のように *stability* 値と定義し、この値が零に近づくとき d 軸電流微分値に基づく位置推定の推定不能領域に近づく。

$$stability = - \left(\frac{R(L_d - L_q)}{L_d L_q} i_{q_{est}} + \frac{\psi_a}{L_q} \omega \right) \quad (3-19)$$

d 軸電流微分値に基づく位置推定法： *stability* が零に近づかない領域

q 軸電流微分値に基づく位置推定法： *stability* が零に近づく領域

通常の運用では始動時には速度が零に近いとき q 軸電流微分値による推定を用い、速度が上昇し、且つ図 3.4 の直線から離れた範囲では d 軸電流微分値に基づく推定に切り替える。

第4章 シミュレーション及び実験手法

- 4-1 電流微分値の推定方法
- 4-2 初期磁極位置推定法について
- 4-3 シミュレーションの手法について

4-1 電流微分値の測定方法

三相電圧形インバータでは、各相上下にあるスイッチをオン・オフすることで等価的に任意の三相電流を作り出しているため、スイッチングのパターンによっては、モータに電圧が印加されない場合がある。これを零電圧ベクトルと呼ぶ。本推定方法は、(3-2)式への導出から分かるように、零電圧ベクトル時の電流微分より磁極位置推定を行っている。そのため、零電圧ベクトル区間の算出とその区間での電流を測定することが必要となる。

表 4.1 に三相電圧形インバータのスイッチングモードを、図 4.1 に一般的なインバータの構成図を示す。電圧形インバータは 180 度通電の場合、上側のスイッチがオン、または下側のスイッチがオンと 8 通りのスイッチの組み合わせになる。これらより、モード 0 と 7 にあたる、上のアーム Q_1, Q_3, Q_5 のスイッチがオンの場合と下のアーム Q_4, Q_6, Q_2 のスイッチがオンの場合、印加電圧が 0 となり、この時の電流微分から磁極位置推定が可能となる。

図 4.2 に変調率と三角波キャリア波形について示す。この図において、変調率の最小値（図の緑の線）もしくは最大値（図の青い線）と三角波の交点区間、 V_0, V_7 が零電圧ベクトルとなる。この区間の電流を測定するため、PWM 割り込み関数とは別に、三角波の一周期を n 等分した電流測定用の割り込み関数 $m_1 \sim m_n$ を用意し、このタイミングで三相電流を測定する。そして、 V_0, V_7 を越えない範囲でそれに一番近い電流値（図 4.2 において、 m_n, m_2 と m_{k-1}, m_{k+1} ）を用いて電流微分を求めることで、零電圧ベクトル区間の三相電流微分が求まる。この三相電流微分値を三相二相変換、回転座標変換することで、 $di_{dest}/dt, di_{qest}/dt$ を求めることができ、3-1 節で述べた磁極位置推定を行える。

また、 V_0, V_7 の長さについては、図 4.3 のように考えれば簡単に計算することができる。三角波の半周期の長さ \overline{bc} とその高さ h は自明なので、 $\triangle abc$ と $\triangle ab'c$ の相似関係より、 V_7 の長さ $\overline{b'c}$ が計算できる。 V_0 の長さについても、同様の計算で得ることができる。これ

らの長さと電流測定用のサンプリング時間を比較することにより，どのタイミングで測定した電流値を使えばいいかが分かり，電流微分が求まることとなる。

以上より，電流微分を測定するのに特別な機器は必要なく，インバータに一般的に設置してある三相電流測定用の電流センサから電流微分を求めることができる。

表 4.1 三相電圧形インバータのスイッチングモード

Table 4.1 Three Phase Voltage Inverter Switching Modes

スイッチング	オンしているトランジスタ		
	u 相	v 相	w 相
0	Q ₄	Q ₆	Q ₂
1	Q ₁	Q ₆	Q ₂
2	Q ₁	Q ₃	Q ₂
3	Q ₄	Q ₃	Q ₂
4	Q ₄	Q ₃	Q ₅
5	Q ₄	Q ₆	Q ₅
6	Q ₁	Q ₆	Q ₅
7	Q ₁	Q ₃	Q ₅

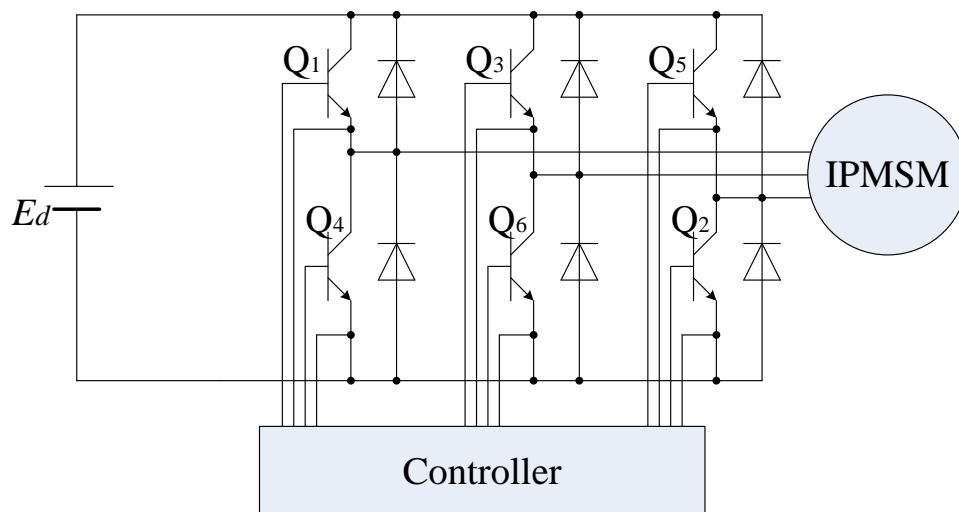


図 4.1 一般的なインバータ構成図

Fig. 4.1 General Inverter Configuration Diagram

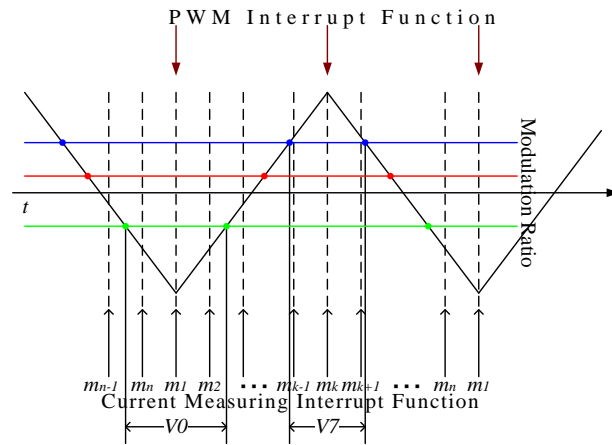


図 4.2 変調率と三角波キャリア波形

Fig. 4.2 Percent Modulation and Triangular Wave Current Values

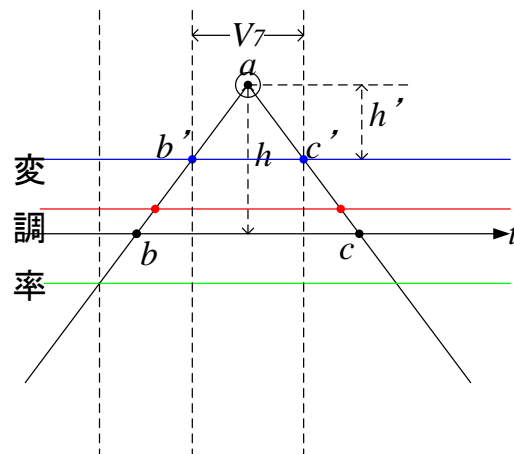


図 4.3 零電圧ベクトルの長さの算出

Fig. 4.3 Calculation of Zero Voltage Vector Length

4-2 初期磁極位置推定法について

提案法では $\sin 2\theta_{err}$ を 0 にすることで、位置推定誤差を 0 に収束させている。しかし、この磁極位置の推定値には 180 度の曖昧さを含んでおり、予め 180 度の曖昧さを解決する必要がある。また、初期磁極位置が不明な状態で推定を開始すると、軽負荷用推定時に推定 d 軸方向へ流す電流が実際には q 軸方向へ流入するおそれがあり、これを避けるためには初期磁極位置の推定が不可欠である。

後述のシミュレーションでは始動時の初期位置情報を実位置から取得している。また、実機に於いてはエンコーダから得た実位置を利用しているが、いずれも初期位置を一度取得した後は利用しない。ここでは他の初期磁極位置推定法の適用可能性を示す。

初期磁極位置の推定法は直流電流の検出による推定法^[31]や高周波電圧印加による推定法^[36]など種々考案されている。ここでは文献[36]の手法を検証する。

この手法は 2 つのフェーズからなっており、

フェーズ 1：高周波電圧印加による 180 度の曖昧さを含む初期位置推定

フェーズ 2：電圧パルス印加による位相判定を用いた完全な初期位置推定

高周波電圧は 50V, 1.2kHz で印加時間は 0.2s とし、電圧パルスは 50V, 750 μ s とした。以下にフェーズ 1～フェーズ 2 までの推定結果を示す。

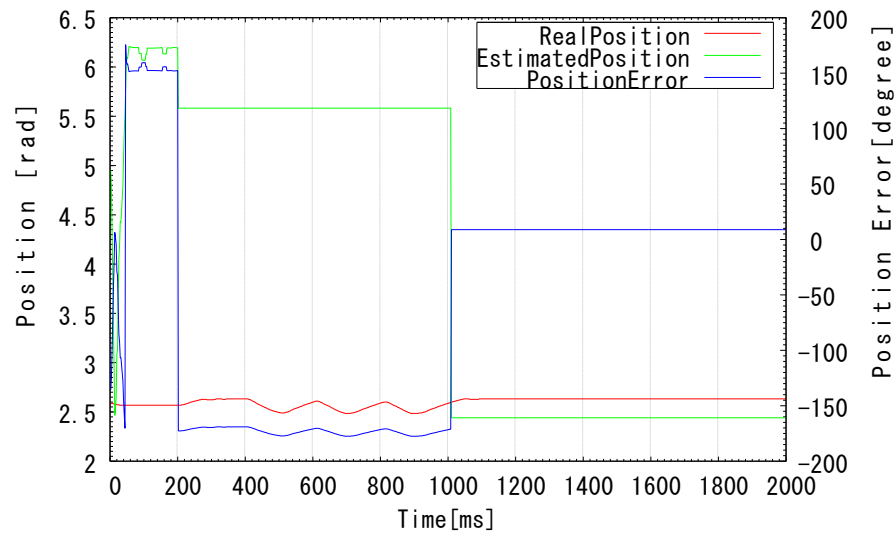


図 4.4 初期磁極位置推定結果

Fig. 4.4 Result of estimating initial pole position

初期位置に関わらず図 4.4 のように、推定誤差約 10 度以内に収まった。これにより、電流微分値制御のための推定 d 軸方向に電流 i_d を流しても実際の q 軸方向へは殆ど電流が流入せず、提案法によって磁極位置がずれることはないと考えられる。この結果より、他の初期磁極推定法を本論文で提案する磁極位置推定法と組み合わせて利用することに何ら問題が無いことが示された。

4-3 シミュレーションの手法について

提案法では零ベクトル出力のときの電流微分値を計測するため、理想電圧源ではシミュレーションが行えない。そのため、単相三角波比較方式のインバータ及び制御対象のPMSMをプログラムで再現した。

4-3-1 IPMSM のモデリング

IPMSMの入力として与えられるのは3相電圧指令値 v_u^*, v_v^*, v_w^* [V]と負荷トルク T_l [N・m]であり、出力として得られるのは3相電流値 i_u, i_v, i_w [A]と磁極位置 θ [rad]、回転速度 ω [rad/s]である。

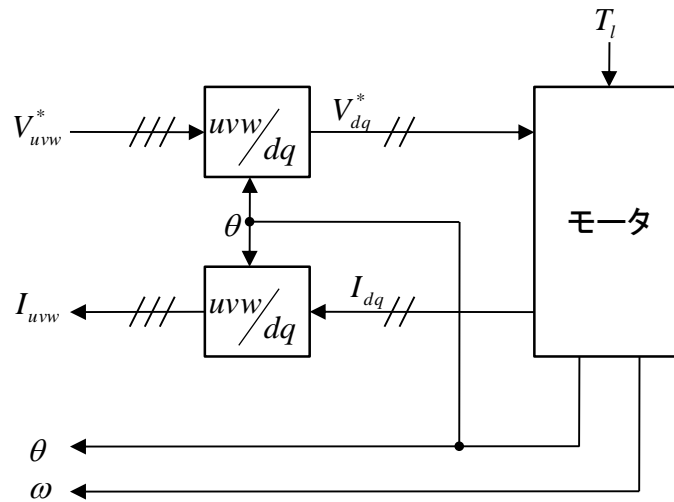


図 4.5 PMSM の入出力

Fig. 4.5 Input and output of PMSM

この入出力関係をモデリングすることでPMSMのシミュレーション結果が得られる。

また、モータのモデル内部では磁極位置 θ の情報を常に保持しているので、入出力での dq 変換が可能である。

改めて IPMSM の一般的な電圧方程式を示す。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_a \end{bmatrix} \quad (4-1)$$

これを i_d と i_q の微分方程式へと書き換えると次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{dt} i_d &= \frac{1}{L_d} (v_d - R_a i_d + \omega L_q i_q) \\ \frac{d}{dt} i_q &= \frac{1}{L_q} (v_q - R_a i_q - \omega L_d i_d - \omega \psi_a) \end{aligned} \right\} \quad (4-2)$$

この連立微分方程式を、既知のモータパラメータ R_a , L_d , L_q , ψ_a とインバータ出力電圧 v_d , v_q 及び速度 ω からルンゲクッタ法を用いて解くことにより、電流の近似解 i_d , i_q が得られる。

出力トルク T_e は次式で表される。

$$T_e = P_n \{ \psi_a i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} \quad (4-3)$$

電流 i_d , i_q は既に算出されているため、上式より T_e が得られる。

モータの運動方程式は次式で与えられる。

$$J \frac{d^2 \theta}{dt^2} = T_e - T_l - B \frac{d\theta}{dt} \quad (4-4)$$

$$\therefore \frac{d}{dt} \omega = \frac{1}{J} (T_e - T_l - B \omega) \quad (4-5)$$

(J:慣性モーメント, T_l :負荷トルク, B:粘性抵抗)

これも同様にルンゲクッタ法を用いて解くことで近似解 ω が得られる。

また、磁極位置 θ は次式で与えられる。

$$\theta = \int \omega dt \quad (4-6)$$

4-3-2 シミュレーションにおけるインバータの再現

理想的には、インバータは指令電圧をそのまま出力するので、出力電圧=指令電圧となる。ところが、実際に使用するインバータでは指令電圧は変調率 ($-1 \leq V_u, V_v, V_w \leq 1$) に変換され、これが三角波キャリア比較により上下アームのオン・オフ指令に変換される。

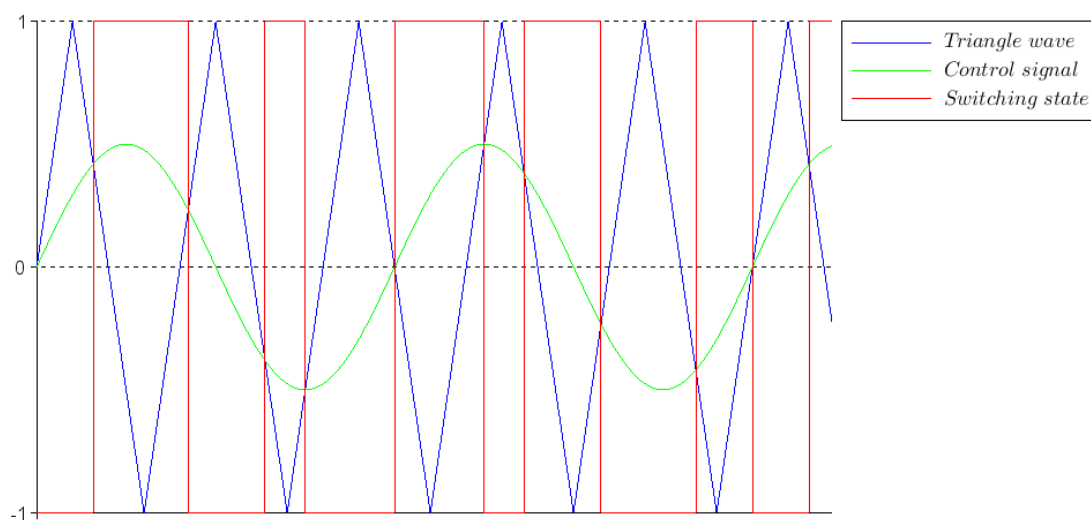


図 4.6 三角波キャリア比較方式のイメージ (1 相分)

Fig. 4.6 Image of triangle wave comparison method (1 phase)

三角波キャリア比較方式は、図 4.6 のように制御信号を三角波キャリアと比較し、制御信号の方が大きければインバータの上アームをオンにし、制御信号の方が小さければ下アームをオンにする。

図 4.6 では 1 相分のみ示したが、実際には制御信号は u , v , w の 3 相分が存在する。

また、インバータの上下アームの短絡を防止するためのインタロックとして短絡防止時間 T_d が挿入され、さらにインバータを構成するスイッチングデバイスにはターンオフ遅れ時間 T_{st} が存在する。

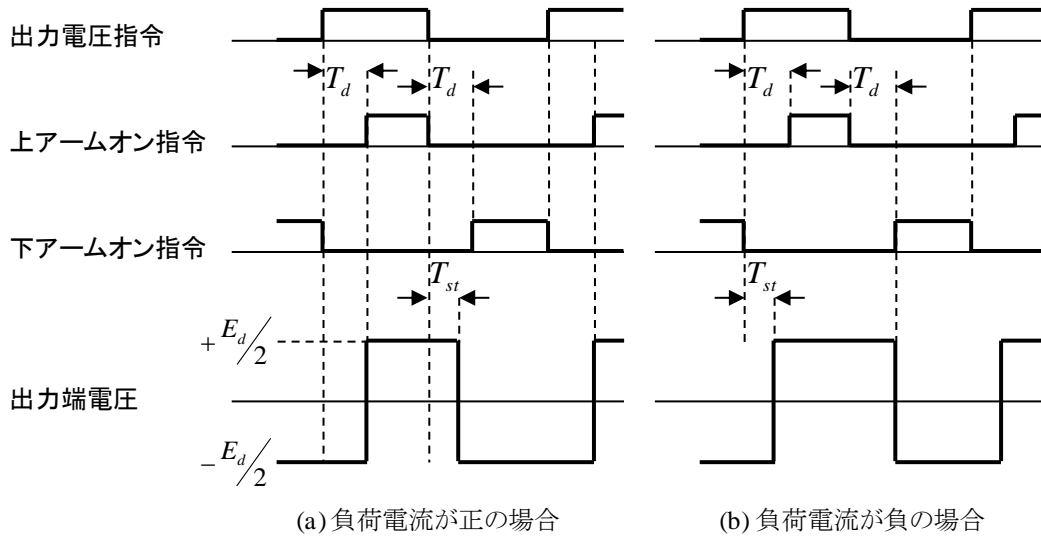


図 4.7 インバータのデッドタイム

Fig. 4.7 Deadtime of inverter

これに起因して PWM 電圧指令と出力電圧に誤差電圧が発生し、これがトルク脈動の原因となる。即ち、シミュレーションにおいてこれらを考慮しない場合、実機駆動よりも好条件でのシミュレーションとなり、実際の運転結果とは異なる結果を得ることとなる。

シミュレーションでは三角波キャリア比較方式による出力電圧制御を用い、デッドタイムをインバータ出力に挿入し、実際のインバータに近い出力波形を再現した。また、各種制御ルーチンは三角波キャリア頂点（山と谷）で呼び出しを行う。

これらを組み込んだインバータのシミュレーションにより、実機と同等の実験結果を得られる。

なお、シミュレーションにおいては実位置を初期磁極位置として駆動する。

また、プログラムはコンパイル時に実機用プログラムとシミュレーションプログラムを自動判別するため、モータ制御及び位置・速度推定アルゴリズムは同一のものを利用でき、これによりシミュレーションと実機で同一条件下の実験が行えることが約束される。

第5章 シミュレーション及び実機実験による提案法の検討

5-1 d 軸電流微分値に基づく運転

5-2 q 軸電流微分値に基づく運転

5-3 d 軸電流微分値に基づく運転と q 軸電流微分値に基づく運転の組み合わせ

第5章 シミュレーション及び実機実験による提案法の検討

本研究の試料機の仕様を表5.1に、センサレス制御のシステム構成図を図5.1に示す。図中のEstimation Blockは、図3.2および図3.6に示されているものをそれぞれq軸電流や速度に応じて用いる。インバータの直流入力電圧は200 [V]一定としている。制御系コントローラ、インバータにはMYWAY技研株式会社製品を用い、制御系コントローラはPE-PRO/VC33、インバータはMWINV-9R122Aを用いて制御を行っている。サンプリング周波数は8 [kHz]としキャリア周波数4 [kHz]の2倍に設定している。これはキャリアの山、谷両方で電流微分値を算出するためである。また、電流測定用のサンプリング周波数はキャリア周波数の10倍となる40 [kHz]である。

表 5.1 IPMSM の定格とパラメータ

Table 5.1 Ratings and Parameters of IPMSM

出力	1.5	kW
電圧	170	V
電流	6.3	A
回転速度	1750	min ⁻¹
極数	6	Pole
R	0.774	Ω
L_d	8.90	mH
L_q	11.96	mH
Ψ_a	0.296	Wb
慣性モーメント	0.00518	Kg・m ²
定格負荷	8.0	N・m

負荷については、負荷機として直流機を資料機の回転軸にカップリングを介して接続し、直流機を電流制御することにより任意の負荷を得ている。

シミュレーションは実機のハードウェア構成を再現し、パワートランジスタやモータ、エンコーダの特性は実機のパラメータにより構成している。これによりシミュレーションは実機とほぼ同じ運転結果を示すことができる。

なお、シミュレーションの計算周期は $0.1\mu\text{s}$ としている。

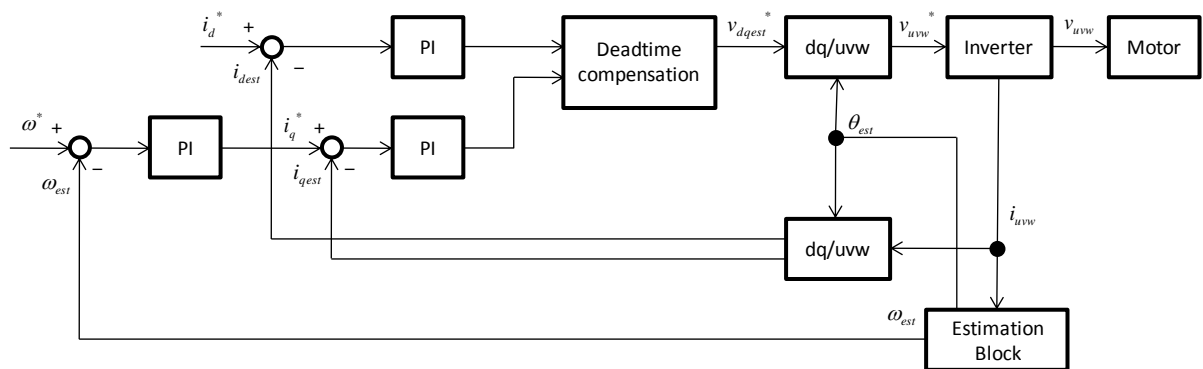


図 5.1 センサレス制御のシステム構成図

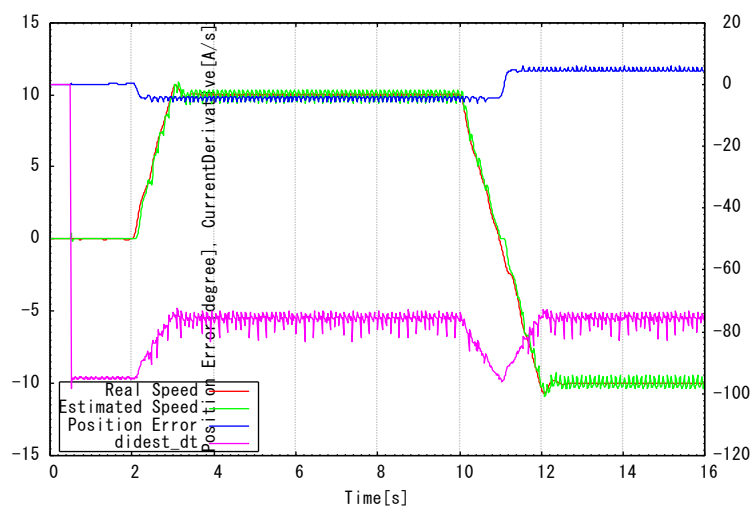
Fig. 5.1 System Configuration of Sensorless Control

5-1 d 軸電流微分値に基づく運転

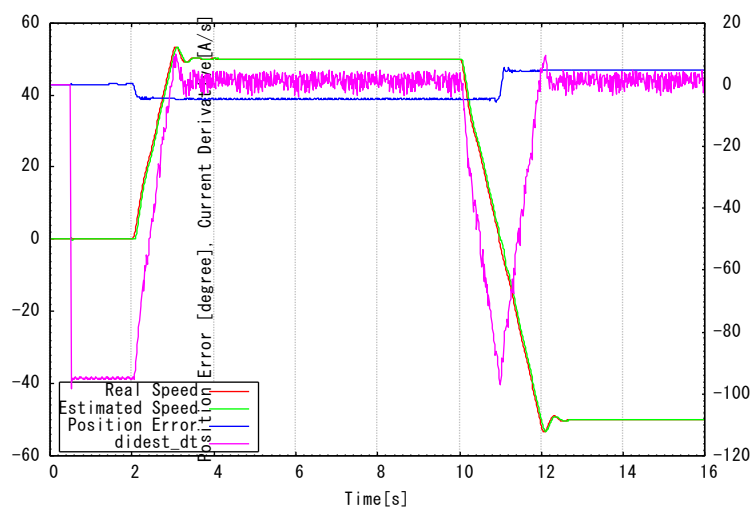
5-1-1 シミュレーションによる始動及び速度反転

d 軸電流微分値の基づく位置推定を加減速運転した結果を示す。

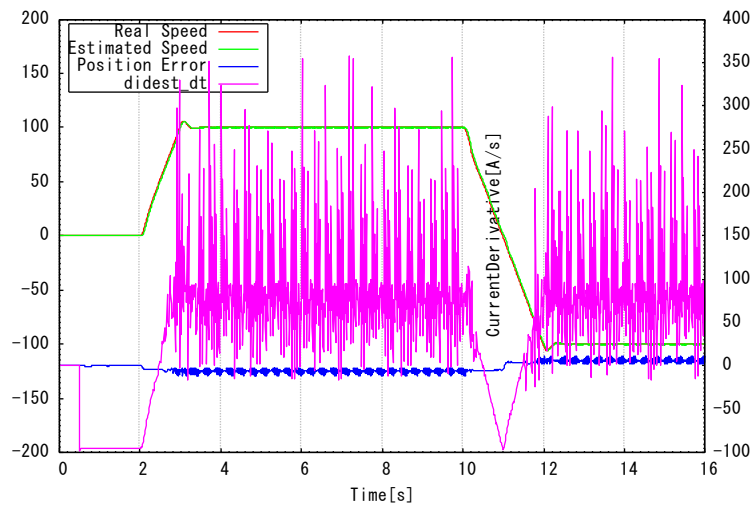
図 5.2 ではシミュレーションにより(a)10rad/s, (b)50rad/s, (c)100rad/s まで加速し，速度を反転させたときの結果を示している。



(a) 10rad/s



(b) 50rad/s



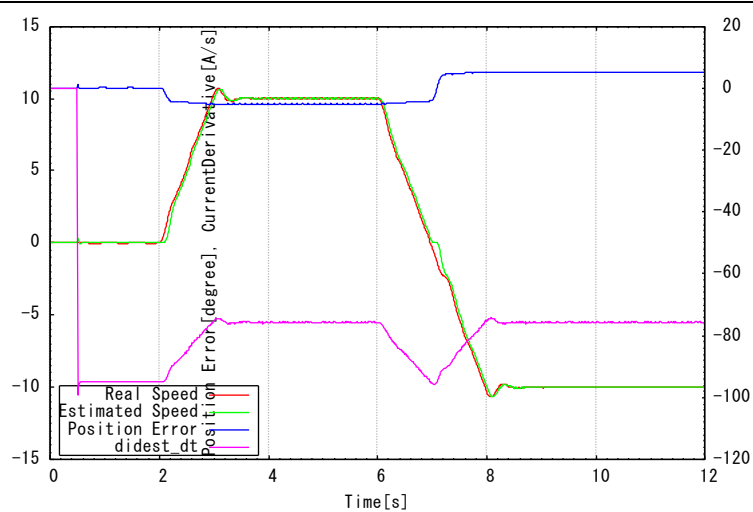
(c) 100rad/s

図 5.2 無負荷での始動及び速度反転（シミュレーション）

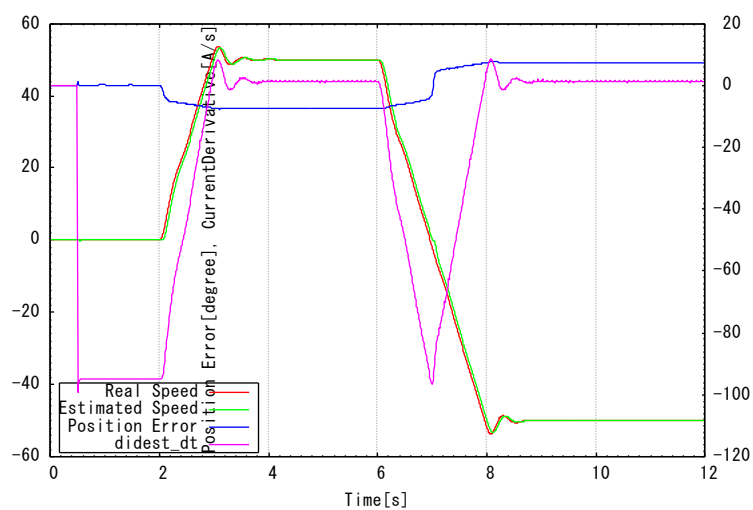
Fig. 5.2 Starting and inversing speed without load (Simulation)

いずれの場合も定常的な位置推定誤差は 10 度未満となっている。100rad/s のときには電流微分値の脈動が非常に大きい。この脈動成分は速度上昇に伴って発生する逆起電力に起因するため、この要素が顕著に現れる領域では逆起電力に基づく一般的なセンサレス制御が利用できる。

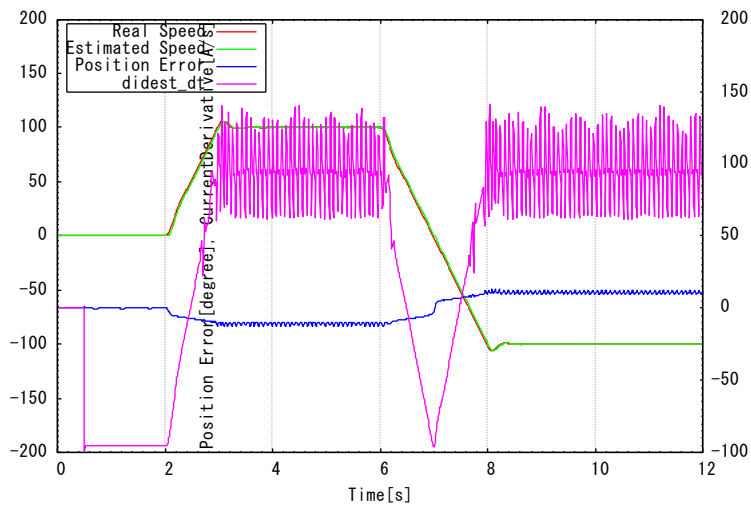
速度上昇時の電流微分値の脈動を抑制するために静止座標上の電流微分値に LPF を適用した結果を図 5.3 に示す。ただし、低速領域では電流微分値に脈動を伴わないため、LPF の適用は速度 5rad/s 以上のときに限定した。



(a) 10rad/s



(b) 50rad/s



(c) 100rad/s

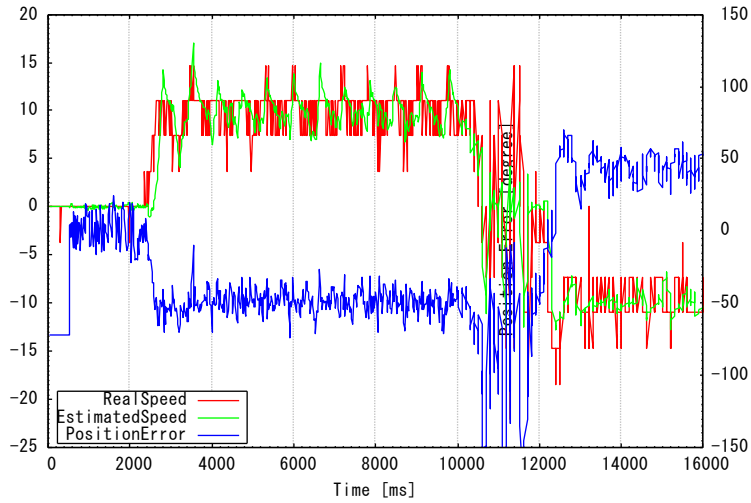
図 5.3 無負荷での始動及び速度反転 LPF あり (シミュレーション)

Fig. 5.3 Starting and inverting speed without load with LPF(Simulation)

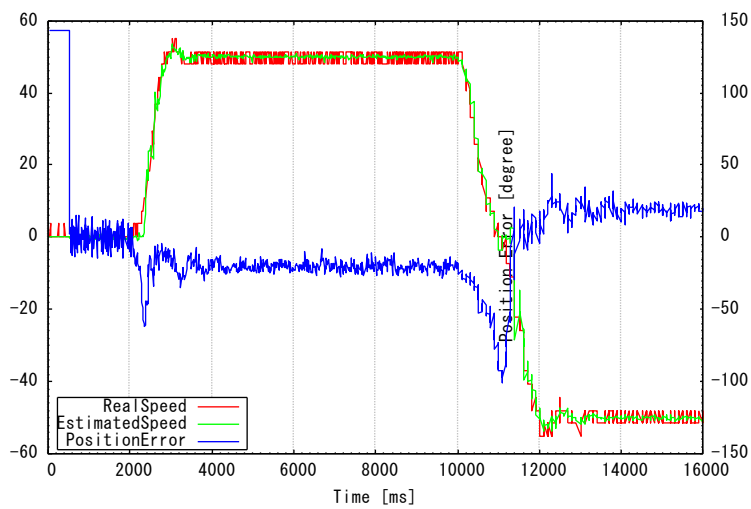
電流微分値の脈動が除去され、位置推定誤差の脈動も抑制された。ただし位置推定誤差の定常偏差がやや大きく残っている。

5-1-2 実機による始動及び速度反転

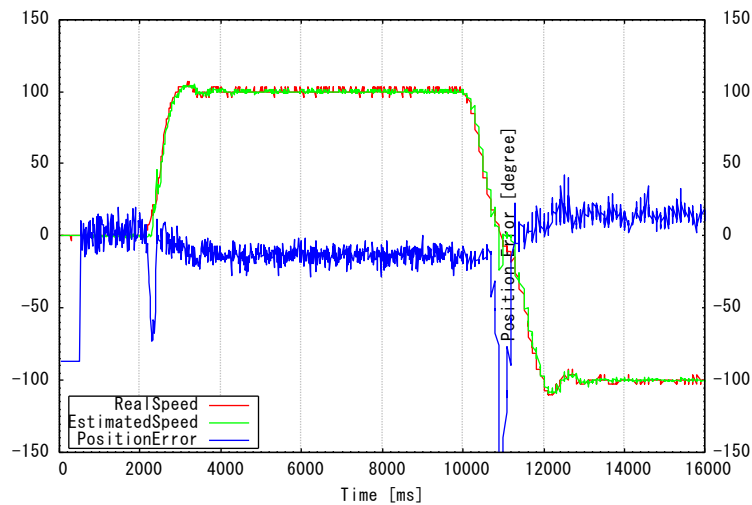
図 5.4 ではシミュレーションと同様に実機によって運転を行った。



(a) 10rad/s



(b) 50rad/s



(c) 100rad/s

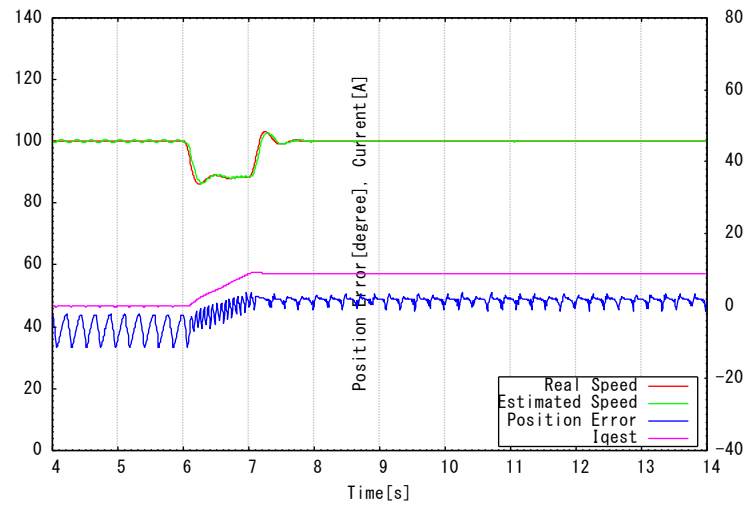
図 5.4 無負荷での始動及び速度反転 (実機)

Fig. 5.4 Starting and inverting speed without load (Actual machine)

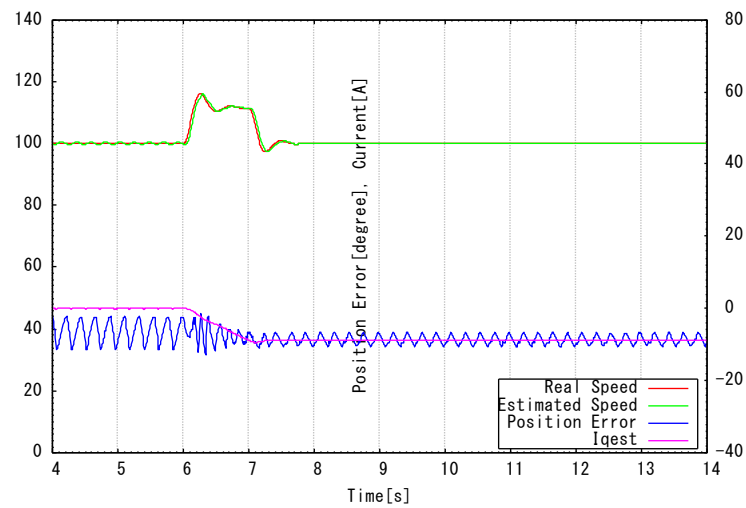
速度 10rad/s では速度の脈動と位置推定誤差がやや大きくなった。また速度反転時に零速度に近づくと推定誤差がかなり大きくなっていることがわかる。これは既に述べたとおり，d 軸電流微分値による位置推定では推定が成立しない領域があることに起因する。ただし，制御上は推定不能領域と制御可能領域を跨いで運転するため，総合的な動作としては成立している。

5-1-3 シミュレーションによる負荷注入

速度 100rad/s で運転中に定格力行負荷及び定格回生負荷を注入する実験をシミュレーションにより行った。



(a) Motoring load



(b) Regenerating load

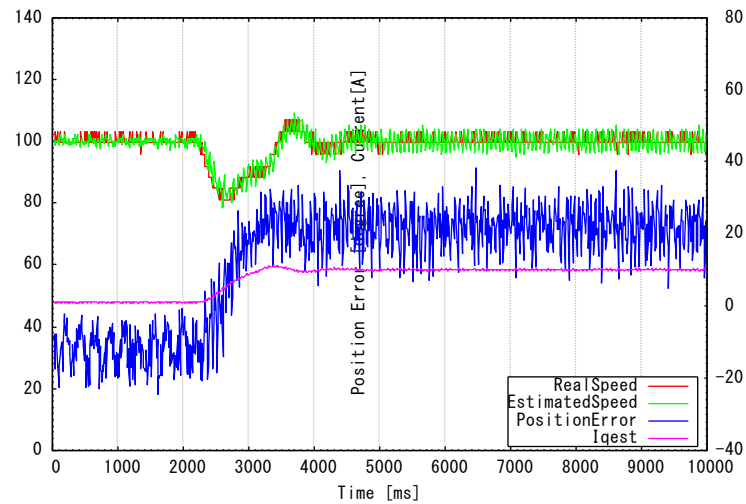
図 5.5 100rad/s での定格負荷 $8\text{N} \cdot \text{m}$ 注入(シミュレーション)

Fig. 5.5 Injecting rated load ($8\text{N} \cdot \text{m}$) at 100rad/s (Simulation)

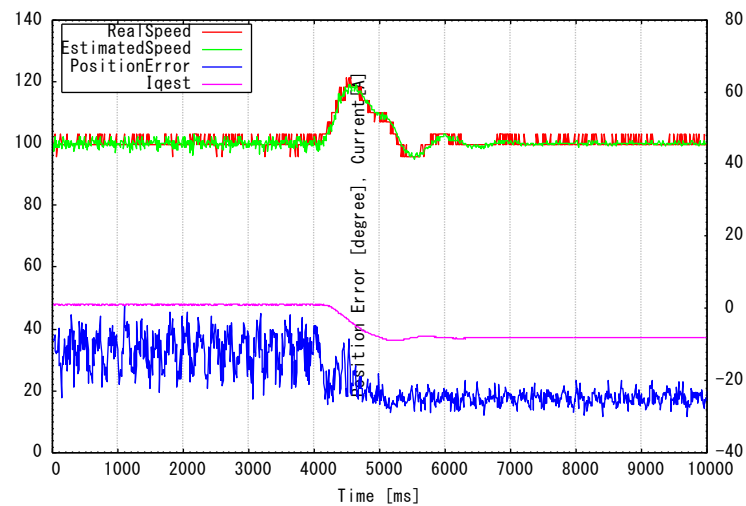
図 5.5(a)では力行負荷を注入している。この結果 q 軸電流が増加して安定した。(b)では回生負荷を注入し、 q 軸電流が負の値で安定した。いずれの結果でも位置推定誤差の脈動が小さくなっている。

5-1-4 実機運転による負荷注入

速度 100rad/s で運転中に定格力行負荷及び定格回生負荷を注入する実験を実機により行った。



(a) Motoring load



(b) Regenerating load

図 5.6 100rad/s での定格負荷 8N・m 注入(実機)

Fig. 5.6 Injecting rated load (8N・m) at 100rad/s (Actual machine)

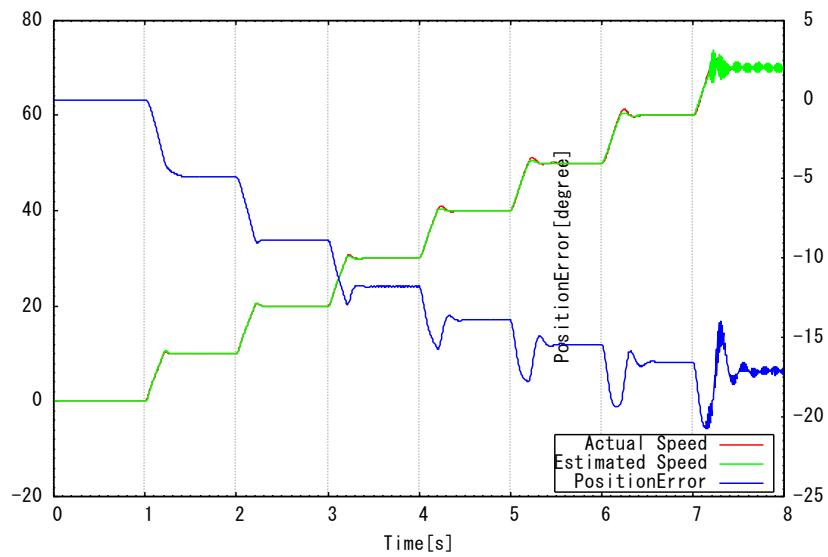
図 5.6(a)では力行負荷を注入している。この結果 q 軸電流が増加して安定した。(b)では回生負荷を注入し、 q 軸電流が負の値で安定した。いずれの結果でも位置推定誤差の脈動が小さくなっている。

5-2 q 軸電流微分値に基づく運転

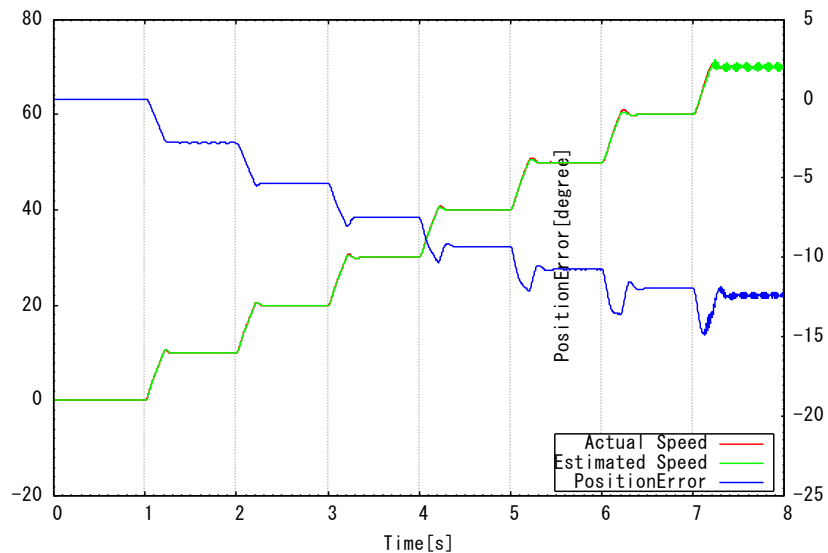
5-2-1 q 軸電流微分値に基づく推定誤差の改善(シミュレーション)

図 5.7 に q 軸電流微分値に基づく位置推定と速度の関係を i_{dest} の大きさごとに表す。

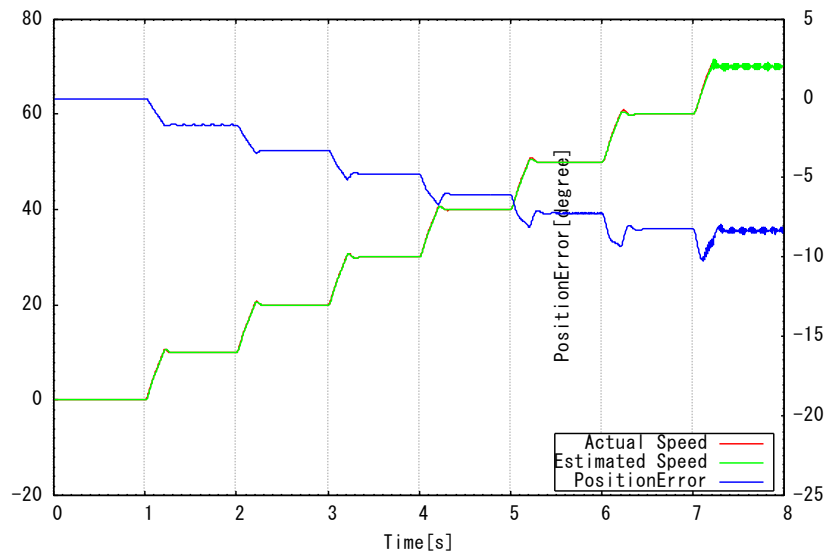
この図から定常状態における位置推定誤差と速度の関係を表したものを図 5.8 に示す。



(a) $i_{dest}=0.10i_{rated}$



(b) $i_{dest}=0.15i_{rated}$



(c) $i_{dest}=0.20i_{rated}$

図 5.7 速度と位置推定誤差の変化(シミュレーション)

Fig. 5.7 Variation of position error and speed (Simulation)

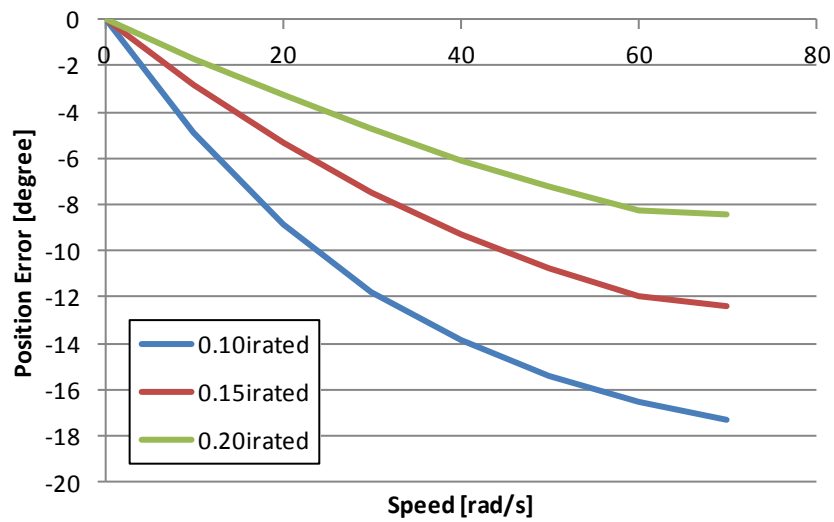


図 5.8 定常状態での速度と位置誤差 (シミュレーション)

Fig. 5.8 Position error and speed at steady state (Simulation)

図 5.8 より, 推定誤差の定常値と速度の関係は(5-1)式のような形式を取ると推察される。

$$\theta_{err} = K \left(1 - e^{-\frac{b}{a} \omega_{est}} \right) \quad (5-1)$$

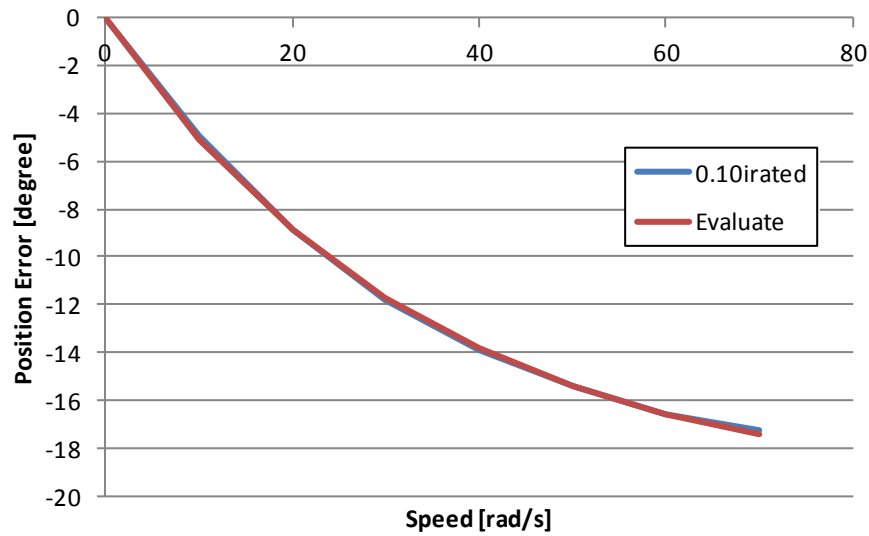
この数式に図 5.8 で得られたシミュレーション結果と適合するような係数を選ぶと表 5.2 のようになった。

また, 図 5.9 は表 5.2 のときの実測値と(5-1)式を比較した結果を表す。

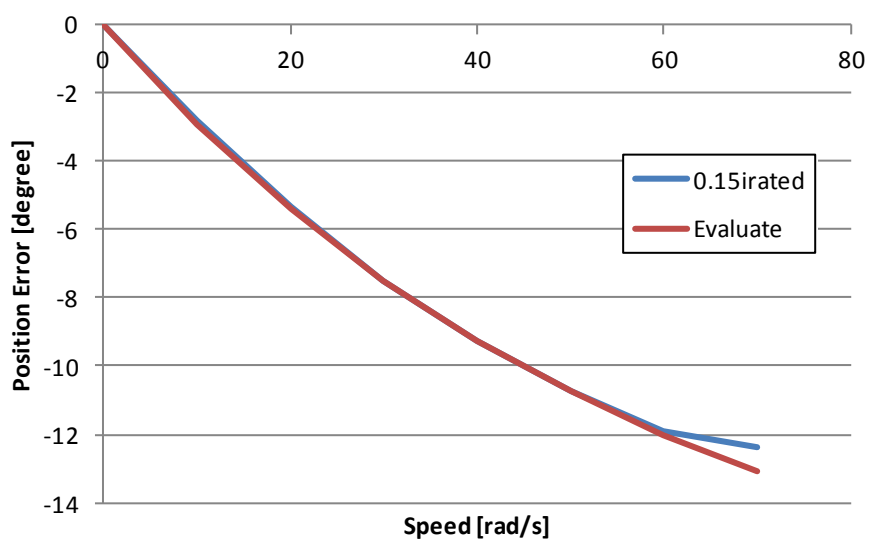
表 5.2 IPMSM の定格とパラメータ

Table 5.2 Ratings and Parameters of IPMSM

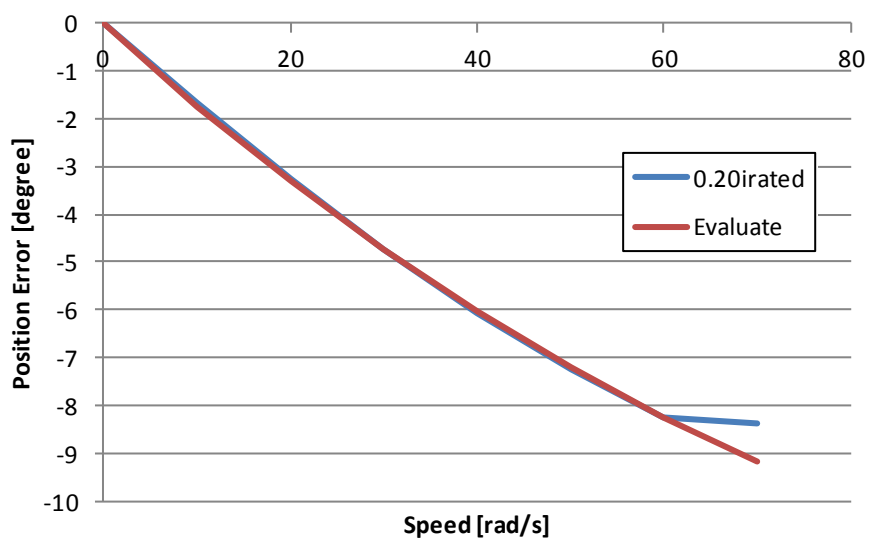
i_{dest}/i_{rated}	K	a	b
0.10	-20	34	1
0.15	-19	60	1
0.20	-18	98	1



(a) $i_{dest}=0.10i_{rated}$



(b) $i_{dest} = 0.15 i_{rated}$



(c) $i_{dest} = 0.20 i_{rated}$

図 5.9 推定誤差と評価関数(シミュレーション)

Fig. 5.9 Position error and evaluate function (Simulation)

これらをより簡単に一般化すると

$$K=50i_d^*-25, a=400i_d^*-6, b=1 \quad (5-2)$$

を得られる。

i_{d_rate} を(5-3)式のように定義し、(5-2)式から位置推定の補正値を(5-4)式のように同定した。

$$i_{d_rate} = i_{dest} / i_{rated} \quad (5-3)$$

$$\theta_{comp} = (50i_{d_rate} - 25) \left(1 - e^{-\frac{\omega_{est}}{400i_{d_rate}-6}} \right) [\text{degree}] \quad (5-4)$$

これを推定系に含めたブロックを図 5.10 に示す。ただし、 θ_{comp} は degree から rad に変換して利用するものとする。

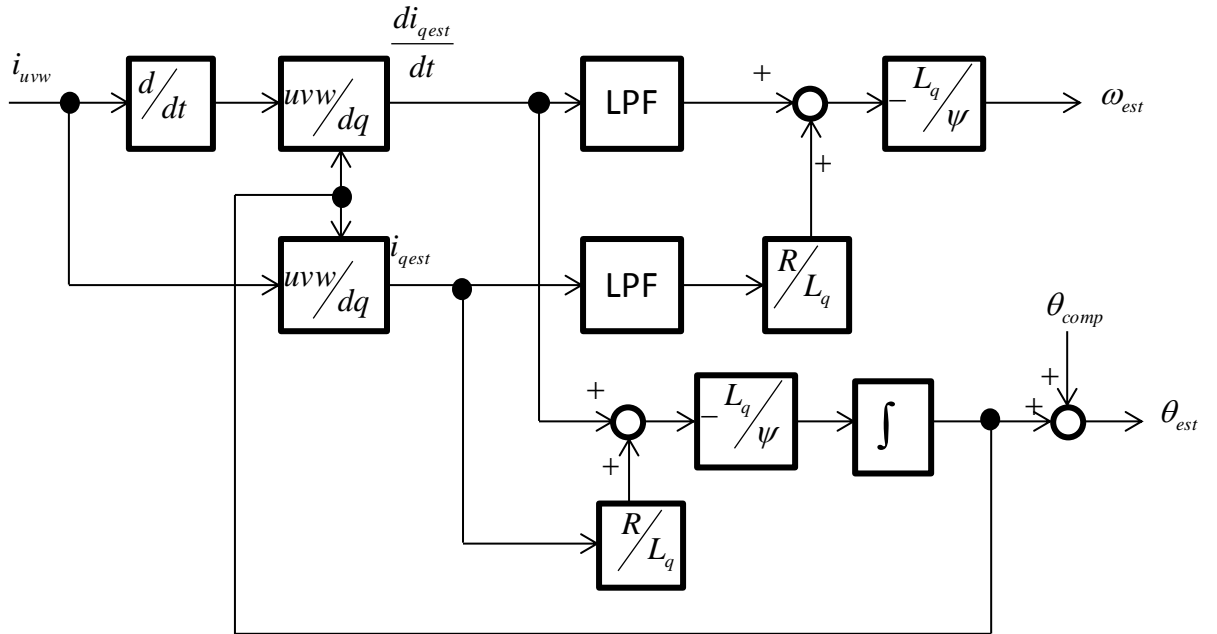
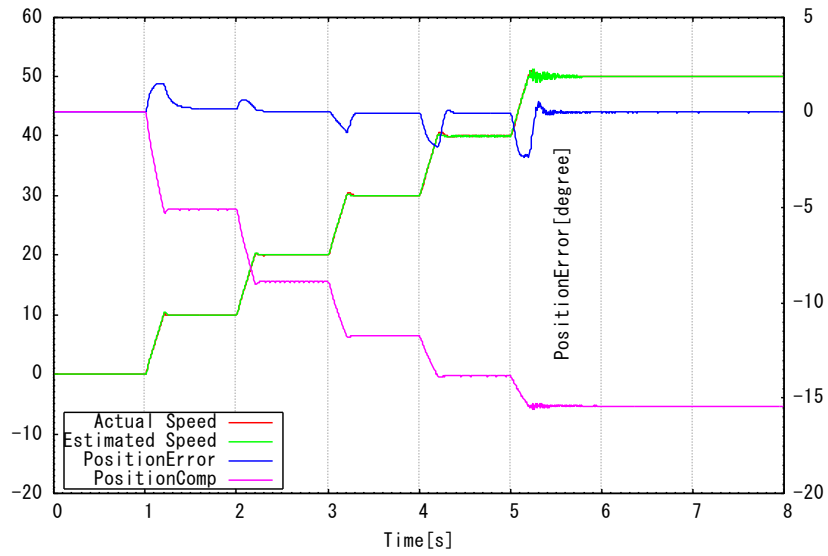


図 5.10 位置誤差補正を含む di_{qest}/dt の推定ブロック(シミュレーション)

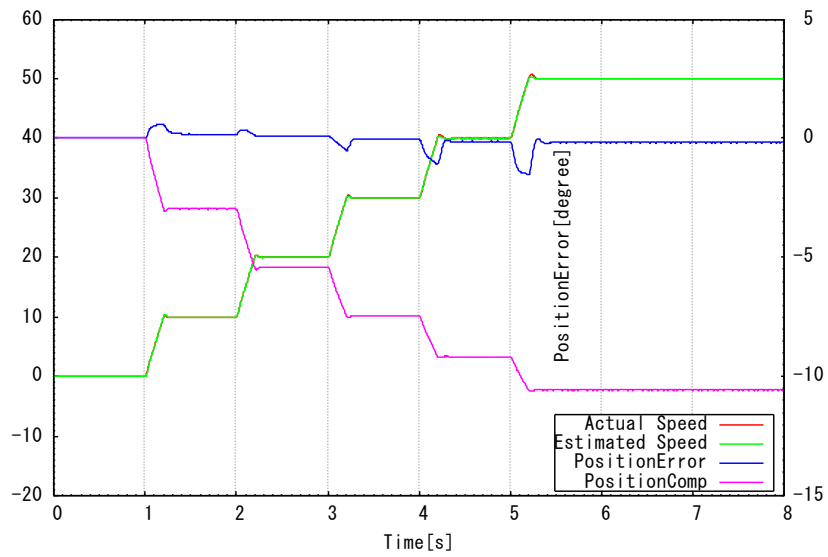
Fig. 5.10 Estimation block with compensation of position error (Simulation)

図 5.11 は(5-4)式及び図 5.10 に示す位置誤差補正を含む di_{qest}/dt に基づく速度と位置推

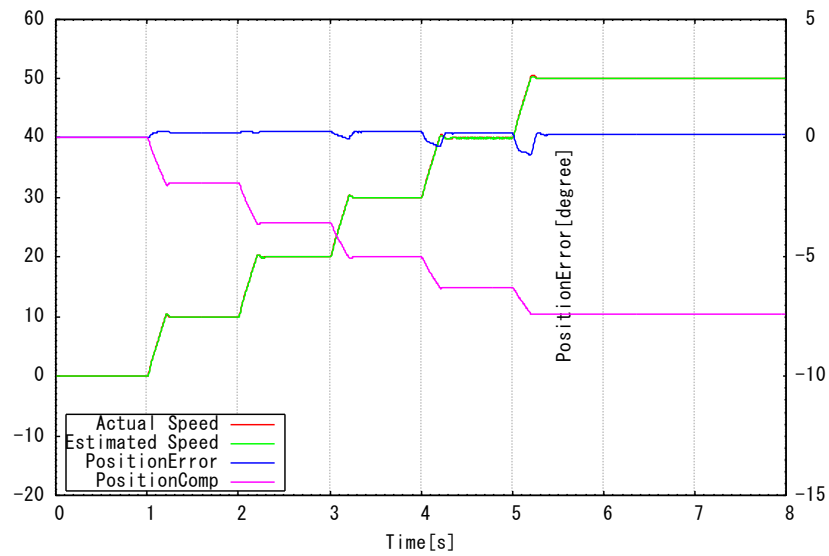
定誤差及び θ_{comp} （図中の PositionComp）を示す。



(a) $i_{dest} = 0.10 i_{rated}$



(b) $i_{dest} = 0.15 i_{rated}$



(c) $i_{dest}=0.20i_{rated}$

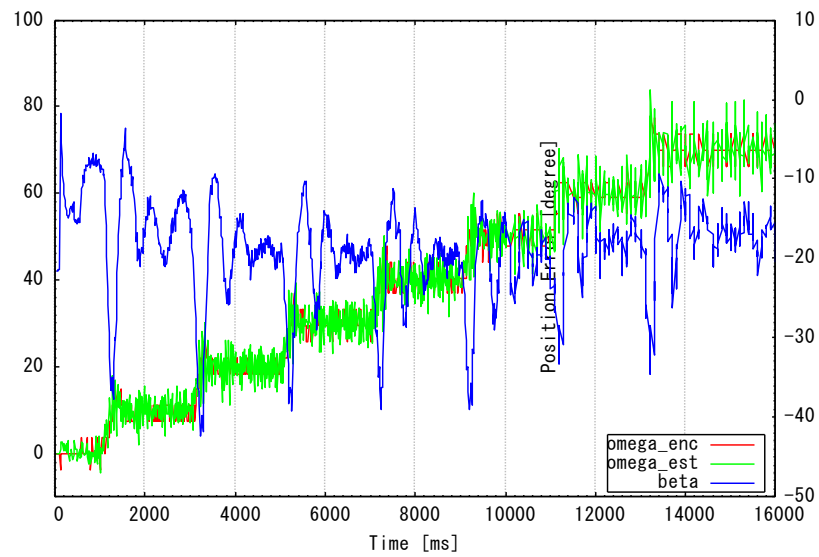
図 5.11 速度に応じた位置推定値の補正(シミュレーション)

Fig. 5.11 Compensation of Position error depending on speed (Simulation)

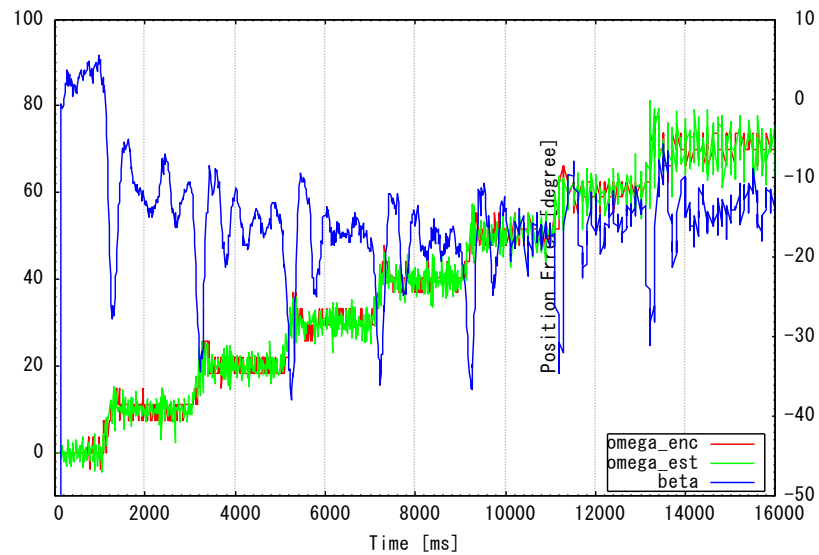
図 5.11 より図 5.7 と比較し，速度上昇時の位置推定誤差の定常偏差は抑制された。加速時に推定誤差が大きくなるがその大きさは無視できる程度である。

5-2-2 q 軸電流微分値に基づく推定誤差の改善(実機)

シミュレーションと同様に実機においても速度上昇時の位置推定誤差を図 5.12 に観測し、定常状態における速度と位置誤差の関係を図 5.13 に表す。いずれも d 軸電流指令値の大きさ毎に表している。



(a) $i_{dest}=0.10i_{rated}$



(b) $i_{dest}=0.15i_{rated}$

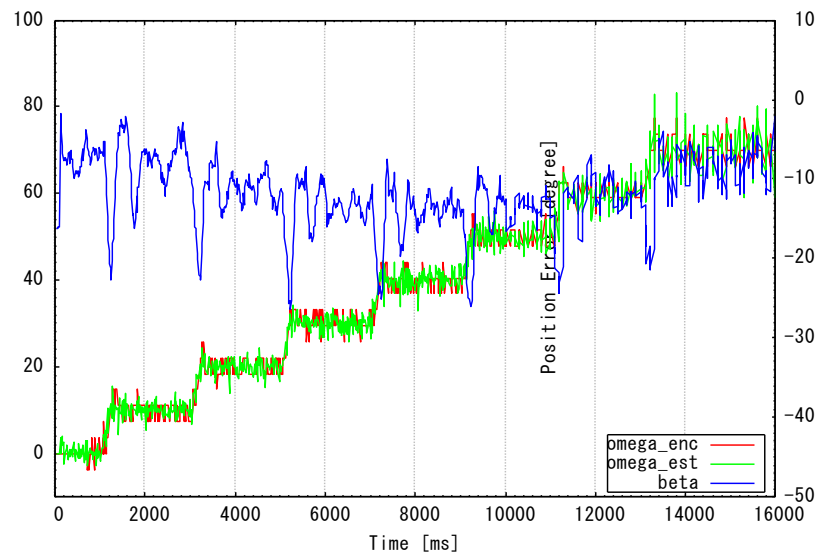
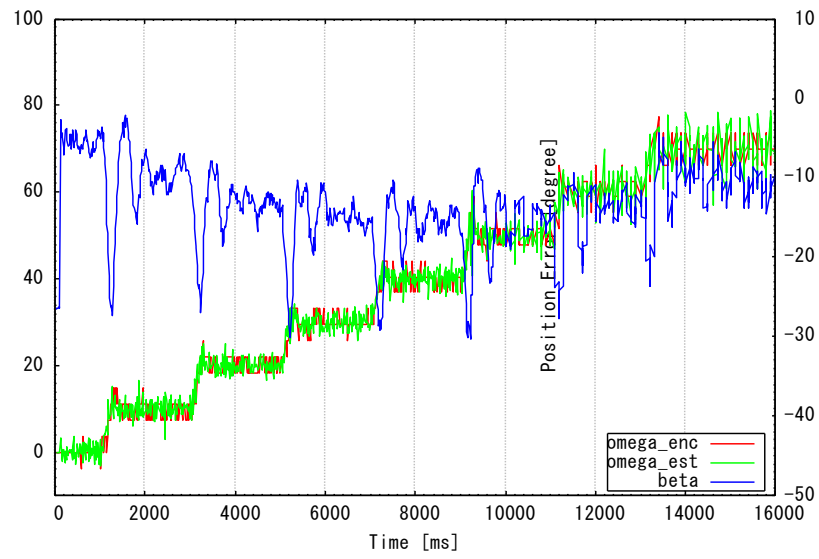


図 5.12 速度と位置推定誤差の変化(実機)

Fig. 5.12 Variation of position error and speed (Actual machine)

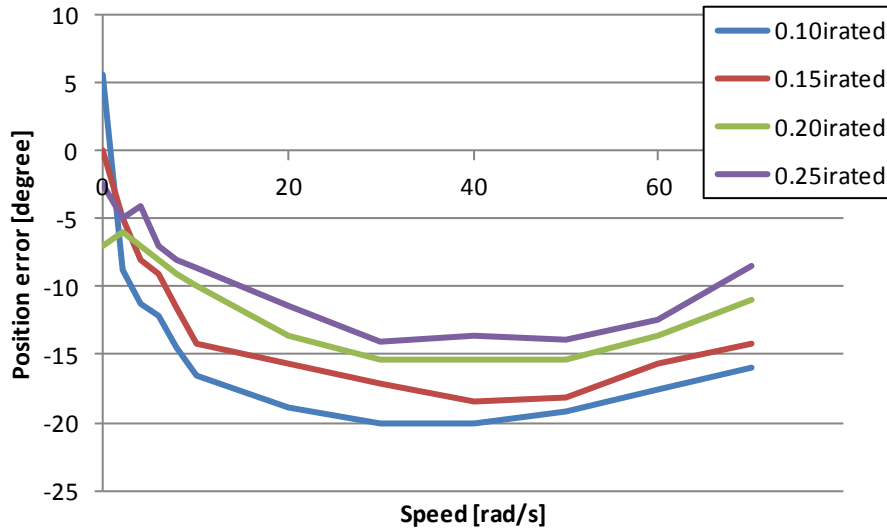


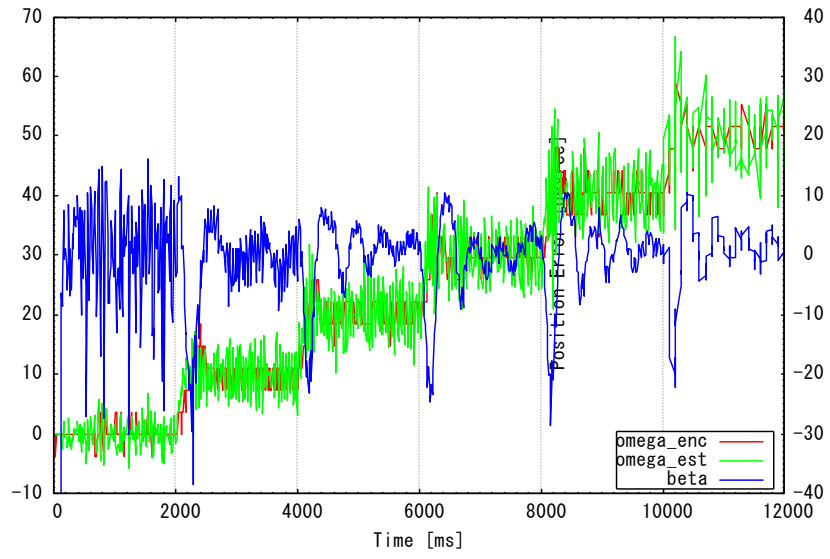
図 5.13 定常状態での速度と位置誤差 (実機)

Fig. 5.13 Position error and speed at steady state (Actual machine)

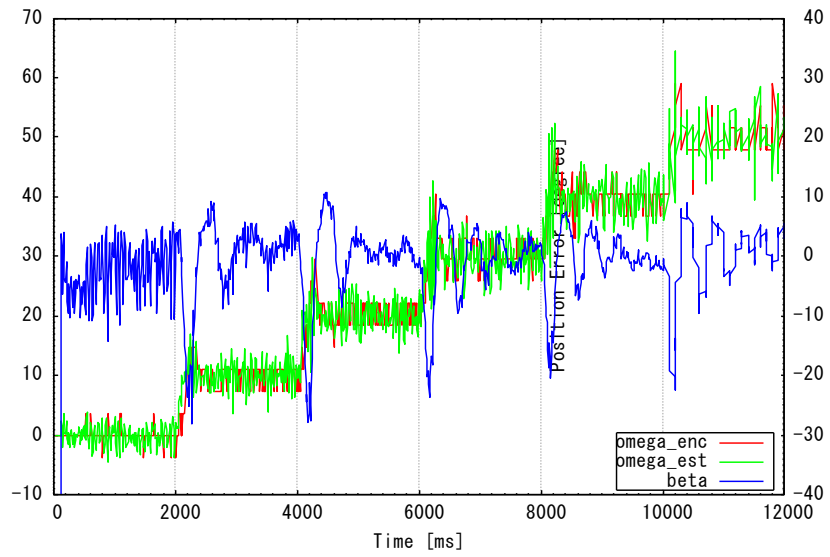
図 5.13 より速度上昇に伴って位置推定誤差の大きさは増加し、極値を過ぎると減少する傾向が見られる。速度上昇時の傾向がシミュレーションと異なるのは原因が断定できないが、実機のパラメータが誤差を含んでいることに起因すると推察される。また速度上昇時には通常 d 軸電流指令値に基づく位置推定が適用できるため、本研究では無視するものとする。

図 5.8 を元にシミュレーションと同様に位置補正値を(5-5)式のように同定した。

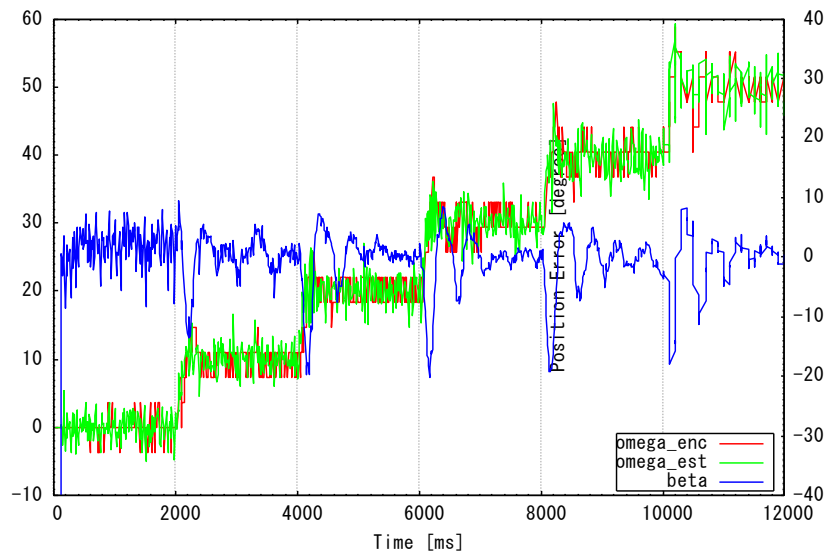
$$\theta_{comp} = (40i_{d_rate} - 24) \left\{ 1 - e^{-\frac{\omega_{est}}{40i_{d_rate} + 2}} \right\} [\text{degree}] \quad (5-5)$$



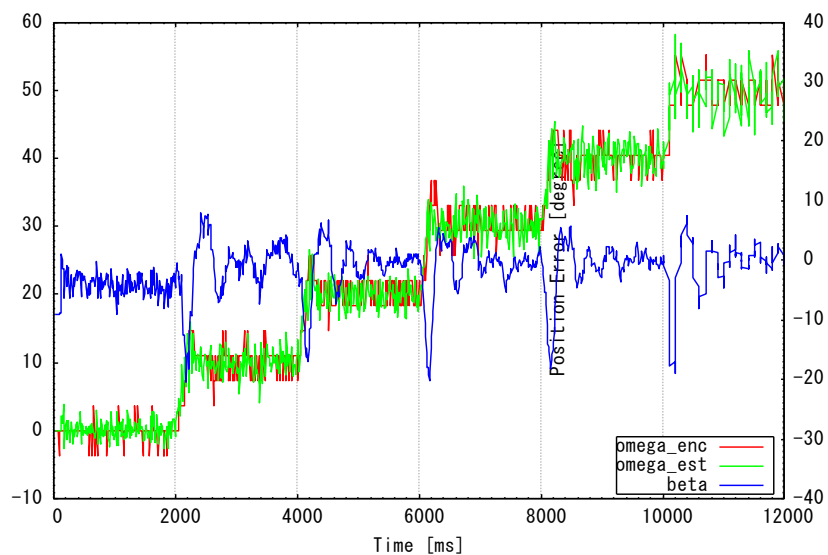
(a) $i_{dest} = 0.10 i_{rated}$



(b) $i_{dest} = 0.15 i_{rated}$



(c) $i_{dest}=0.20i_{rated}$



(d) $i_{dest}=0.25i_{rated}$

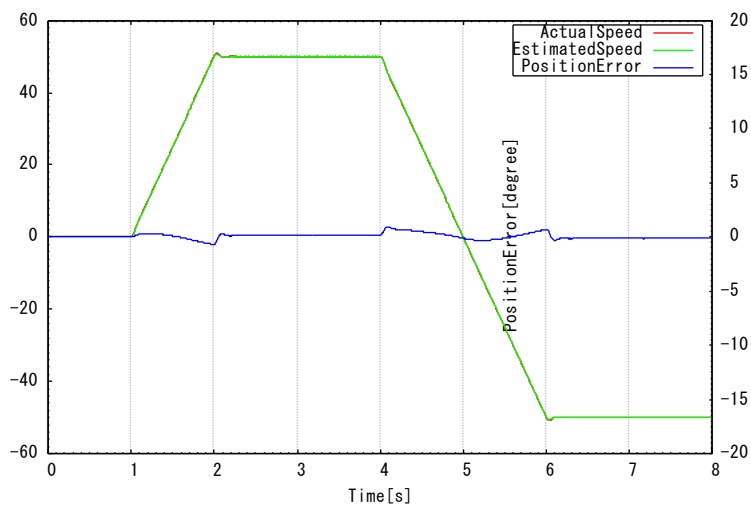
図 5.14 速度に応じた位置推定値の補正(実機)

Fig. 5.14 Compensation of Position error depending on speed (Actual machine)

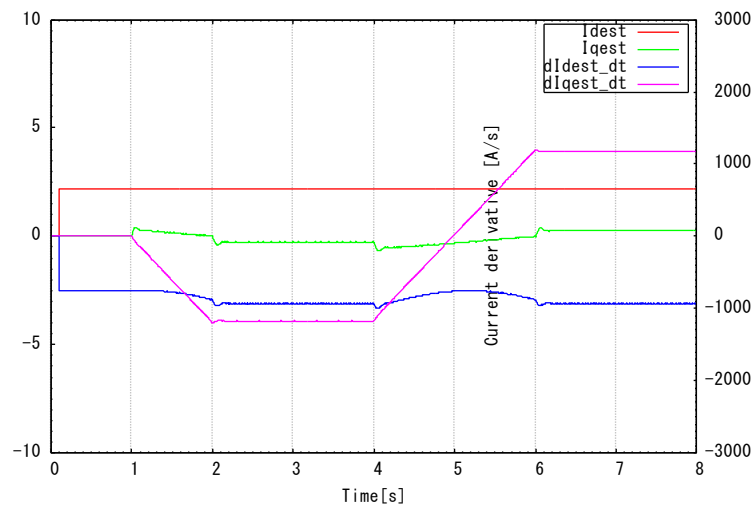
図 5.14 より実機においても q 軸電流微分値に基づく位置推定誤差の速度上昇に伴う位置推定誤差の定常値は除去された。また、d 軸電流が大きいほど零速度における位置推定値の脈動が抑制されていることが観測された。

5-2-3 q 軸電流微分値に基づく加減速運転（シミュレーション）

始動から 50rad/s まで加速し、速度を反転する実験をシミュレーション及び実機を用いて行った。負荷は無負荷とする。この領域においては q 軸電流微分値に基づく位置推定法が適用できる。図 5.15 ではシミュレーション，図 5.16 では実機による運転結果を示す。



(a) Speed, Position Error



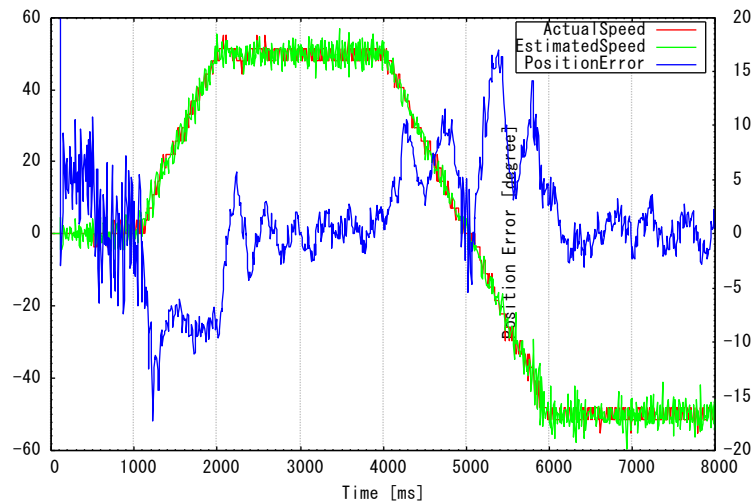
(b) Current, Current derivative

図 5.15 無負荷での始動及び速度反転（シミュレーション）

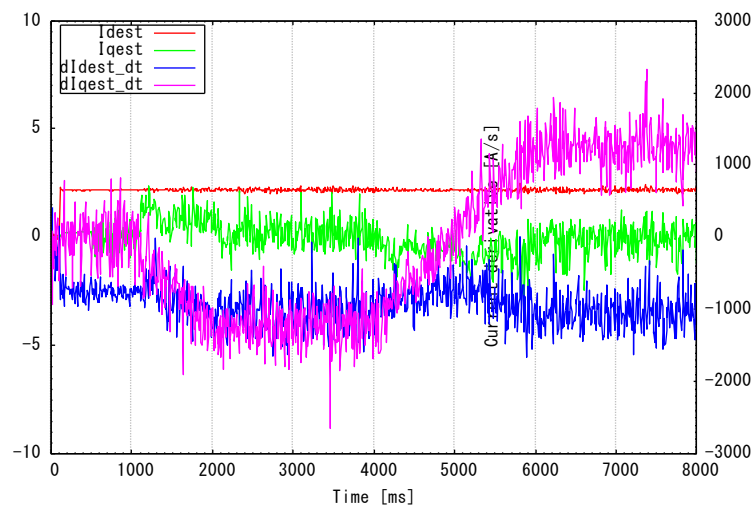
Fig. 5.15 Starting and inversing speed without load (Simulation)

5-2-4 q 軸電流微分値に基づく加減速運転(実機)

5-2-3 と同様の加減速運転を実機において行った結果を図 5.16 に示す。



(a) Speed, Position Error



(b) Current, Current derivative

図 5.16 無負荷での始動及び速度反転 (実機)

Fig. 5.16 Starting and inversing speed without load (Actual machine)

実機ではシミュレーションとは異なり、加減速時に最大 ± 18 度程度の位置推定誤差が発生した。一方、前述の d 軸電流微分値に基づく位置推定における零速度近辺の位置推定誤差は 150 度を超えていた。これと比すると q 軸電流微分値に基づく位置推定誤差は十分代用に耐え得る範囲で位置推定ができていると考えられる。

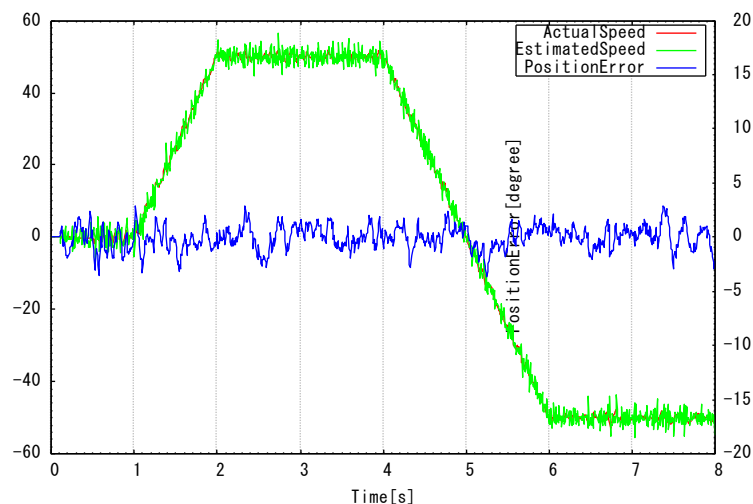
また定常的な位置推定誤差は零度付近に抑制されている。

実機による運転では電流微分値に脈動を多く含んでいる。これは電流測定にノイズを含むことに起因する。これについて次項において検証する。

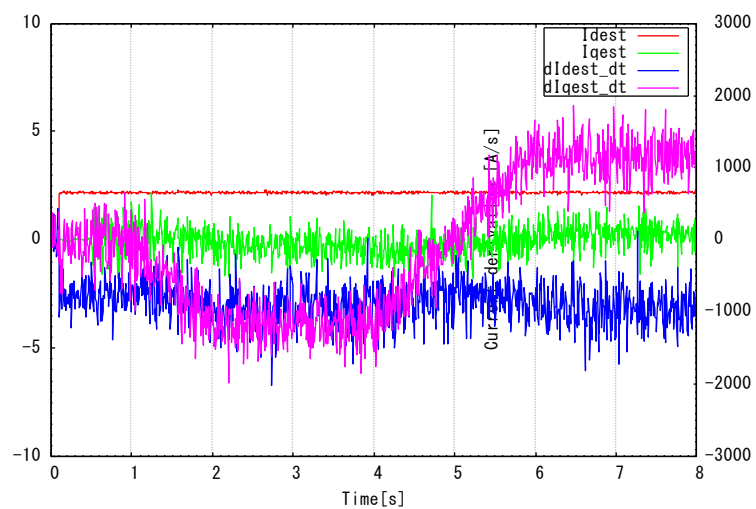
5-2-5 電流計測ノイズを重畳による電流微分値の脈動成分の分析

5-2-4 の実機運転では推定結果に大きな影響を及ぼさないものの、電流微分値にやや大きな脈動成分が観測された。この成分は電流測定値に含まれる観測ノイズであると考えられる。これを検証するため、5-2-3 で行ったシミュレーションに対し、最大 $\pm 30\text{mA}$ の乱数発生に基づくノイズ（ホワイトノイズ）を重畳し、観測した（図 5.17）。

図 5.17 では電流微分値及び位置推定誤差の脈動の定常的な脈動の様子が図 5.16 に示す実機の場合と近くなった。これにより実機における電流微分値と位置推定誤差の脈動成分が電流観測ノイズに基づくものであることが推察される。電流観測ノイズは電流センサの高速化、高精度化を行った上で、LPF によってノイズを除去することで改善できると思われる。



(a) Speed, Position Error



(b) Current, Current derivative

図 5.17 無負荷での始動及び速度反転 (シミュレーション, 電流ノイズ 30mA)

Fig. 5.17 Starting and inversing speed without load (Simulation with 30mA of
Current noise)

5-3 d 軸電流微分値に基づく運転と q 軸電流微分値に基づく運転の組み合わせ

5-3-1 d 軸電流微分値に基づく推定の限界

既に述べた通り、d 軸電流微分値に基づく位置推定では推定不能となる領域が存在する。実験で用いるモータでは、速度 5rad/s で回転しているときに力行 50% 負荷(4N・m)を注入するとこの領域に入る。そこで、シミュレーションによりこの制御不能領域に突入する様子を観測する (図 5.18)。

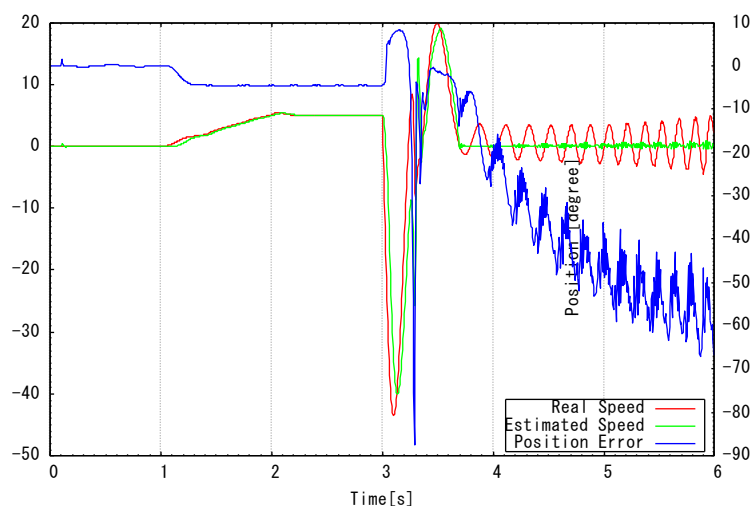


図 5.18 5rad/s での定格負荷 4N・m 注入(シミュレーション)

Fig. 5.18 Injecting rated load (4N・m) at 5rad/s (Simulation)

図 5.18 では時刻 3s で力行 4N・m を注入すると、速度の低下が発生することにより推定不可能領域を脱出する。さらに指令速度 5rad/s まで速度を再上昇させる過程で推定不能領域に入り、脱調する様子が観測できた。この実験より、d 軸電流微分値に基づく位置推定の推定不能領域が理論値通りに存在していることが示された。

5-3-2 突極比の違いによる d 軸電流微分値に基づく推定の相違

d 軸電流微分値に基づく推定ではモータのパラメータに依存する位置推定不能領域があることはこれまでに述べた。ここではここまで利用してきた IPMSM と突極比の異なるモータでの d 軸電流微分値に基づく位置推定について検証する。表 5-3 にここまで利用したモータ A と比較対象のモータ B のパラメータを並べて表す。モータ B はモータ A よりも L_q が大きいので突極比が大きく、それ以外のパラメータはモータ A と大きく変わらない。

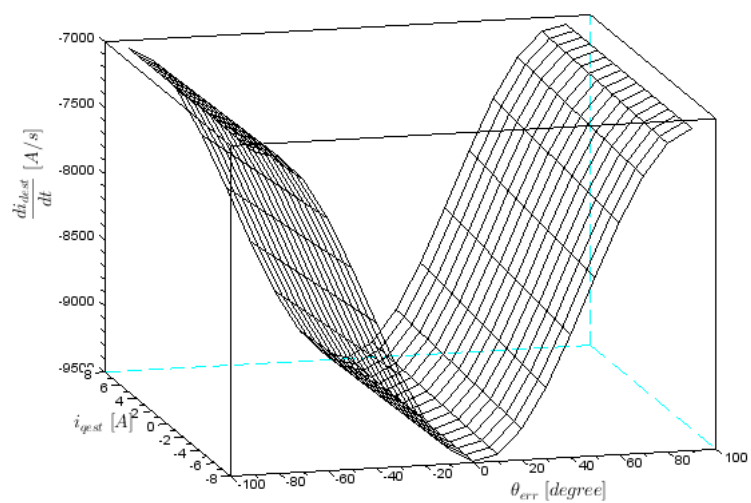
表 5.3 IPMSM の定格とパラメータの比較

Table 5.3 Comparison of Ratings and Parameters of IPMSM

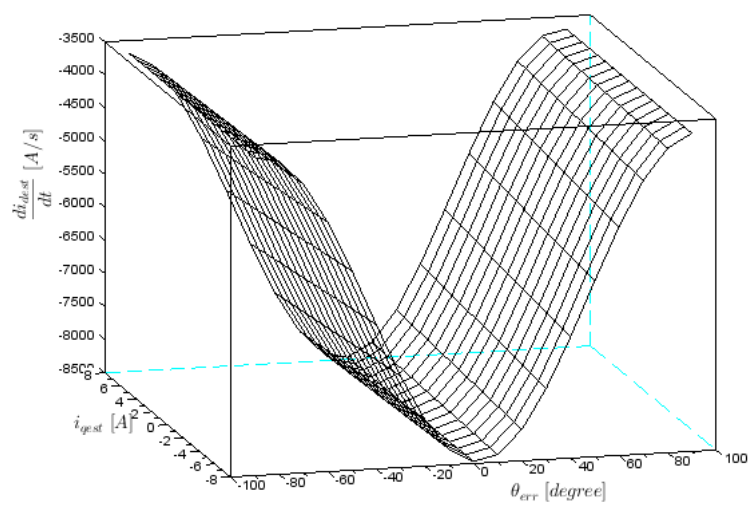
	実験用モータ A	比較対象のモータ B	単位
R	0.774	0.783	Ω
L_d	8.9	9.77	mH
L_q	11.96	22.4	mH
ψ_a	0.296	0.2606	Wb
i_{rate}	6.3	6.1	A

図 5.19 にはモータ A とモータ B それぞれについて零速度と 10rad/s における di_{dest}/dt , i_{qest} , θ_{err} の分布を示す。

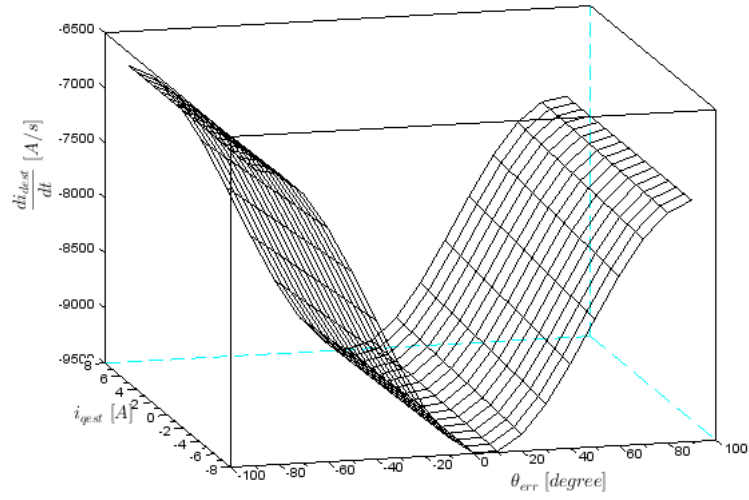
零速度, 10rad/s 共に図 5.19 の図の谷の深さで示される di_{dest}/dt の最大値と最小値の差がモータ A ではおよそ 2500A/s, モータ B ではおよそ 5000A/s となり, モータ B の方が θ_{err} による電流微分値の変化が大きい分, θ_{err} を零に近づけ易く, 推定が容易であると考えられる。



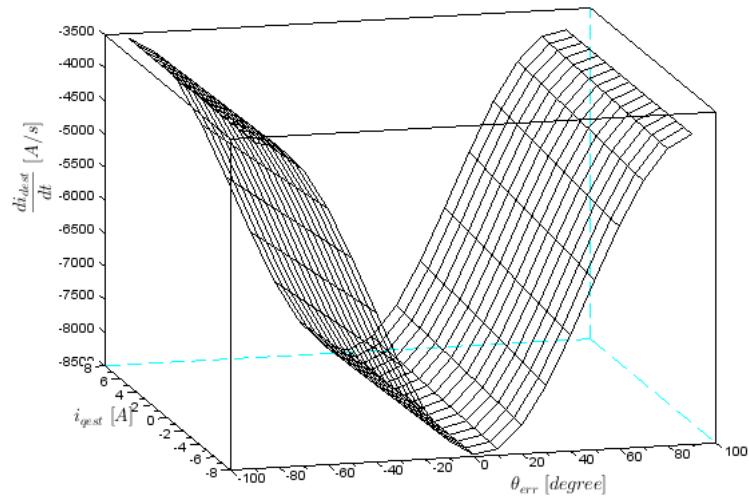
(a) Zero speed with Motor A



(b) Zero speed with Motor B



(c) 10rad/s with Motor A



(d) 10rad/s with Motor B

図 5.19 異なる IPMSM での di_{dest}/dt , i_{qest} , θ_{err} の分布($i_{dest}=0.1i_{rated}$)

Fig. 5.19 Distribution of di_{dest}/dt , i_{qest} , θ_{err} of Different IPMSM($i_{dest}=0.1i_{rated}$)

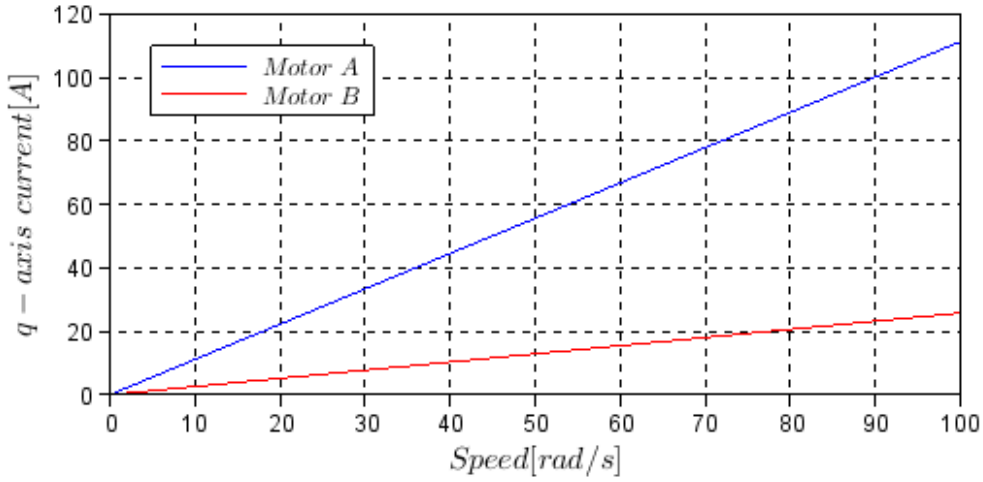
図 5.20 異なる IPMSM での速度と制御不能となる i_{qest} Fig. 5.20 Speed and i_{qest} at uncontrollable region of Different IPMSM

図 5.20 はモータ A とモータ B での制御不能となる速度と i_{qest} の関係を示す。

この図は(3-14)式に基づいて示され、グラフの傾きは(3-14)式の ω の係数であり、 $L_q \cdot L_d$ または R が大きいほど小さくなる。この係数が大きくなると速度上昇時に制御不能となる q 軸電流の値が大きくなり、定格電流を超えるため、実用範囲における制御不能領域が少なくなる。

$$i_{qest} = \frac{L_d \psi_a}{R(L_q - L_d)} \omega \quad (3-14)$$

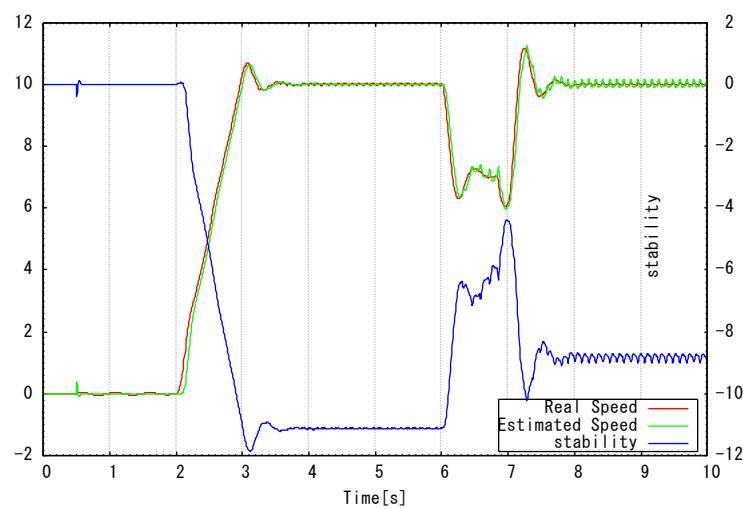
なお、(3-14)式の ω の係数はモータ A で約 1.11、モータ B で約 0.257 であり、モータ A ではモータ B の約 4 倍となっている。

即ち、突極比の大きいモータは位置推定誤差の変化に伴う電流微分値の増減が大きいため位置推定誤差を零に収束し易いが、一方で制御不能領域が低速領域に広く存在することとなり、この関係はトレードオフになる。このため、突極比の大小によって d 軸電流微分値に基づく位置推定の難易度を評価することはできない。

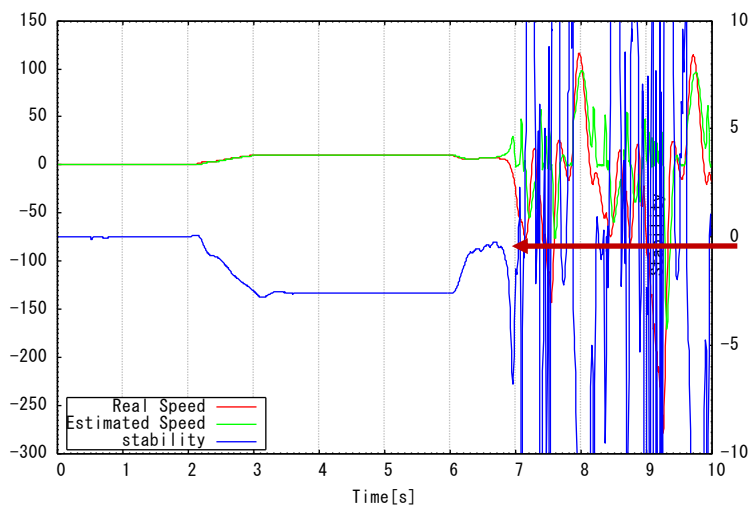
第3章で述べた通り(3-19)式の $stability$ 値が零に近づくとう推定不能領域に近づく。

モータ B では(3-14)式における ω の係数が小さく、10rad/s で力行負荷約 $2N \cdot m$ を注入すると推定不能領域に突入する。一方、モータ A では傾きが大きいため、この領域での運転に問題は生じない。

図 5.13 は 10rad/s で力行 $2N \cdot m$ の負荷を注入した時のモータ A とモータ B をシミュレーションで実験したもので、 $stability$ を速度と共に観測した。



(a) Motor A



(b) Motor B

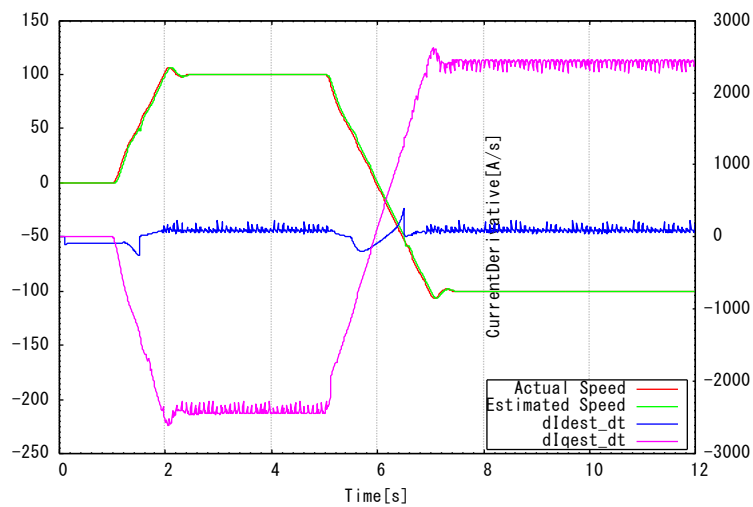
図 5.21 10rad/s で力行 $2N \cdot m$ を注入

Fig. 5.21 Injecting $2N \cdot m$ of motoring load at 10rad/s

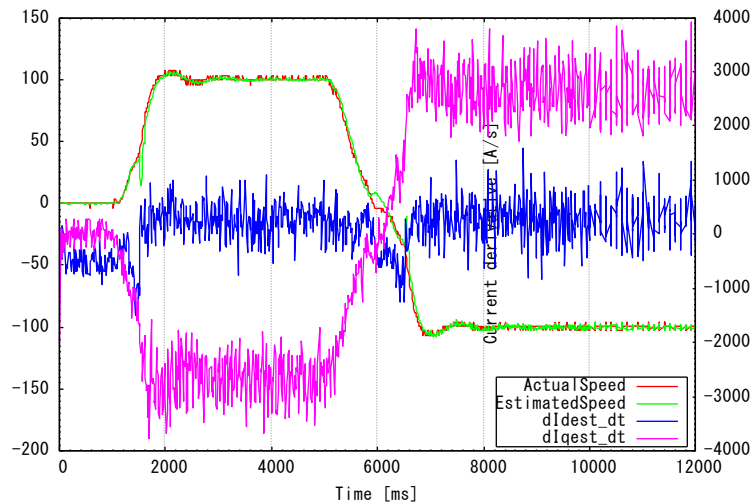
図 5.21 のモータ A において力行負荷注入後も安定して運転できている。これはモータ A では推定不能領域に入らないためである。一方モータ B では *stability* 値が 0.3 より小さくなった辺りで位置推定が発散しており，理論値通りに位置推定不能領域が存在していることを前節同様に示した。

5-3-3 速度上昇時の推定法組み合わせ運転

d 軸電流微分値による位置推定は零速度付近では不安定になることは図 3.4 及び図 5.4 で示した。ここでは始動時に q 軸電流微分値による位置推定を行い、50rad/s 以上では d 軸電流微分値に基づく位置推定を行った。



(a) Simulation result



(b) Actual machine

図 5.22 始動と速度反転

Fig. 5.22 Starting and reversing speed

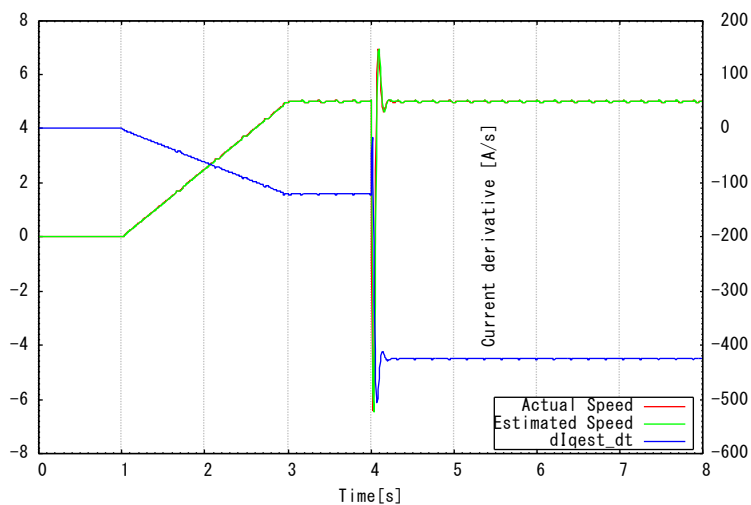
図 5.22(a)はシミュレーション結果, (b)は実機実験結果を示す。

図中 1s から 2s で 0~100rad/s まで加速を行っており, 1.5s 付近で速度 50rad/s に達すると di_{dest}/dt による位置推定に切り替わっている。

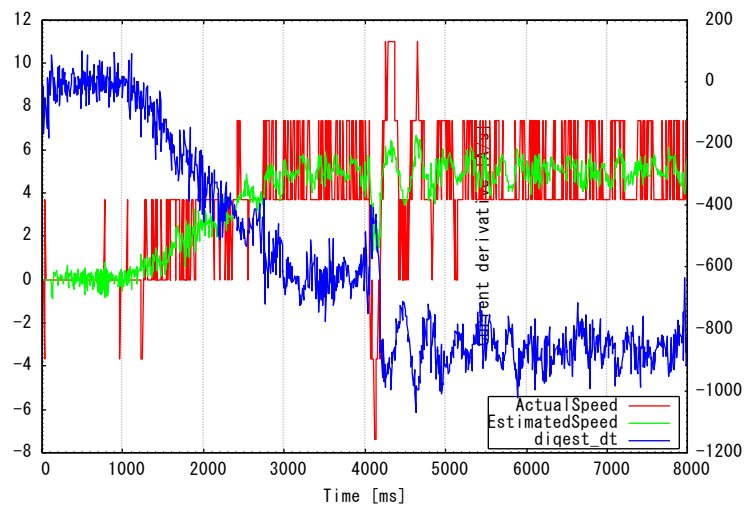
いずれも速度制御が安定的に行われ, 電流微分値も適切に指令値に従っている様子が観測された。

5-3-4 力行負荷変動時の推定法組み合わせ運転

図 5.18 では 5rad/s で力行 $4\text{N} \cdot \text{m}$ の負荷を注入すると d 軸電流微分値に基づく位置推定ができなくなることが示された。図 5.23 では 5rad/s で力行 $4\text{N} \cdot \text{m}$ を注入すると q 軸電流微分値に基づく位置推定に切り替わる運転を(a)シミュレーション(b)実機実験について示す。



(a) Simulation result



(b) Actual machine

図 5.23 5rad/s で力行 $4\text{N} \cdot \text{m}$ 注入Fig. 5.23 Motoring load $4\text{N} \cdot \text{m}$ at 5rad/s

シミュレーション，実機共に d 軸電流微分値による位置推定の推定不能領域で q 軸電流微分値に基づく位置推定に切り替わることで安定した運転を継続できることを示した。また負荷印加前後で速度制御に関する変化はなく，推定が安定していることがわかる。

第 6 章 総括

6-1 研究成果

第6章 総括

6-1 研究成果

本研究では永久磁石同期電動機（IPMSM）において、位置・速度センサを用いずに駆動を行う位置センサレス制御について、逆起電力が小さいためにこれを位置推定に利用できない低速領域において、高周波電圧の印加を行わない手法に関して提案及び検証を行った。

提案法では、位置情報及び速度情報はインバータが零電圧ベクトルを印加しているときに得られる電流情報から電流微分値を算出し、その値を位置推定誤差が零に収束するような値に制御を行い、結果として推定回転座標 $d_{est}^*q_{est}$ と実座標 d^*q を一致させる。

位置推定に用いる電流微分値は d 軸電流微分値と q 軸電流微分値があり、それぞれには推定が良好となる領域と推定不能となる領域が存在することを示し、互いに推定不能領域を補う関係であることを示した。

これらの提案法について第5章において各種実験をシミュレーション及び実機実験によって検証した。実験によって検証した項目を以下に列挙する。

- [1] 5-1-1 において、d 軸電流微分値に基づく位置推定による運転の検証をシミュレーションによって行い、速度上昇時には LPF を適用することで電流微分値の脈動を抑制した。5-1-2 では実機によって実験を行った。無負荷加減速運転では極低速運転時及び、速度反転のために零速度に近づいたときに位置推定誤差が非常に大きくなり、d 軸電流微分値に基づく推定が不安定になることを示した。

-
- [2] 5-1-3 では d 軸電流微分値に基づく位置推定で運転中に力行定格負荷及び回生定格負荷を注入する実験をシミュレーションによって行い、負荷注入への対応を示した。同様に 5-1-4 では実機実験を行い実機においてもシミュレーションと同様に定格負荷に対応可能であることを示した。
- [3] 5-2-1 では q 軸電流微分値に基づく位置推定について、速度変化に伴い現れる位置推定誤差の観測及び近似関数による位置推定誤差補償をシミュレーションによって行い、その結果が良好であることを示した。5-2-2 ではシミュレーションと同様に位置推定誤差が速度変化に伴って現れることを示し、近似関数による補償を行い、推定誤差が抑制されることを示した。
- [4] 5-2-3 は q 軸電流微分値に基づく位置推定による加減速運転をシミュレーションによって観測し、良好な推定結果を得られた。5-2-4 では同様に実機実験により加減速運転結果を示した。この結果、加減速時に位置推定誤差が大きくなる傾向が示されたが、d 軸電流微分値に基づく推定と比べると小さく、運転上無視できるため、d 軸電流微分値に基づく位置推定の代用となることが示された。また、5-2-5 ではシミュレーションによる運転時に電流計測ノイズを重畳することで、電流微分値が 5-2-4 に示される電流微分値成分とよく似た成分として現れることを示し、電流センサの精度向上によって改善できることを示した。
- [5] 5-3-1 では力行負荷注入により d 軸電流微分値に基づく位置推定が推定不能領域に突入する様子をシミュレーションにより観測し、推定不能領域が理論値通りに存在することを示した。
-

-
- [6] 5-3-2 では主として L_q が異なる IPMSM をシミュレーションに用いることでモータパラメータの違いが d 軸電流微分値に基づく位置推定にどのように寄与するかを示し、突極比の大小で推定の難易度を評価できないことを示した。また異なるパラメータを持つ IPMSM でも推定不能領域は理論値通りに存在することを示した。
- [7] 5-3-3 では速度上昇時に q 軸電流微分値に基づく位置推定から d 軸電流微分値に基づく位置推定に切り替わる推定をシミュレーション及び実機によって行い、零速度から $\pm 100\text{rad/s}$ まで良好に位置推定が行えることを示した。
- [8] 5-3-4 では 5rad/s で d 軸電流微分値に基づく位置推定を行っている際に力行負荷 $4\text{N}\cdot\text{m}$ を注入し、運転不能領域に突入させ、この時に q 軸電流微分値に基づく位置推定に切り替わる運転をシミュレーション及び実機によって示し、いずれの運転結果も良好であることが示された。

以上の項目により提案法が理論通りに作用し、互いに補完関係を構築することで良好な位置推定に基づく運転が可能であることが示された。

提案法では、逆起電力が小さいために位置推定に利用できない領域において、高周波電圧を重畳せずに位置推定を行うことができることを示した。この手法では位置推定のために可聴周波数における騒音を発生させないため、騒音が影響する環境においても低速での運転が可能となる。

謝辭

謝 辞

本研究の進行及び本論文の作成にあたっては、御多忙な中、貴重な時間を割いて御助言を頂いた久保田寿夫教授に厚く御礼を申し上げます。

本論文は筆者の明治大学大学院博士前期課程において研究したものを更に進めたもので、本研究の前任として基礎を構築された OB の柴野勇介氏にも感謝致します。

2013年 12月24日

細萱 悠児

参考文献と研究業績

参考文献

研究業績

参考文献

- [1] 武田洋次, 松井信行, 森本茂雄, 本田幸夫:「埋込磁石同期モータの設計と制御」, オーム社, 2001
 - [2] 日立製作所 総合教育センタ技術研修所:「わかりやすい小型モータの技術」, オーム社, 2002
 - [3] 電気学会 交流電動機駆動方式の技術分類・用語整理調査専門員会:「交流電動機可変速駆動の基礎と応用」, コロナ社, 1998
 - [4] 中野孝良:「交流モータのベクトル制御」, 日刊工業新聞社, 1996
 - [5] 森永茂樹:「産業用モータ・インバータ技術」, 日刊工業新聞社, 2004
 - [6] 海老原大樹:「これでわかる小型モータ」, 工業調査会, 2004
 - [7] 難波江章, 金東海, 高橋勲, 仲村節男, 山田速敏:「基礎電気機器学」, 電気学会, 1985
 - [8] T. Fukumoto, N. Kitano, K. Ohyama, “Technical Trends of AC Motor Drive Systems in Home Appliance,” in *Proceedings of the 2005 Annual Meeting Record IEE Japan*, vol. 4 no. 4-S17-5, pp. S17(18) – S17(23), 2005. (in Japanese)
 福本哲哉, 北野伸起, 大山和伸:「家電における交流電動機駆動システムの応用技術動向」, 平成 18 年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 4, No. 4-S17-5, pp. S17(18) – S17(23) (2006)
-
-

-
- [9] T. Noguchi, M. Ohshima, K. Kamiyama, T. Chin, H. Kubota, K. Shinohara, A. Chiba, S. Yamamoto and H. Watanabe, “Technical Trends of AC Motor Drive Systems in Japan and Foreign Countries,” in *Proceedings of the 2005 Annual Meeting Record IEE Japan*, vol. 4 no. 4-S17-6, pp. S17(24) – S17(29), 2005. (in Japanese)
- 野口季彦, 大島政英, 神山健三, 金東海, 久保田寿夫, 篠原勝次, 千葉明, 山本修, 渡辺博巳:「国内外における交流電動機駆動システムの研究開発動向」, 平成 18 年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 4, No. 4-S17-6, pp. S17(24) – S17(29) (2006)
- [10] R. Masaki, S. Kaneko, Y. Sakurai, M. Hombu, “Position Sensorless Control System of Brushless DC Motor Based on Voltage Injection Synchronized with PWM Carrier,” in *Proceedings of the 2001 Japan Industry Applications Society Conference (JIASC2001)*, vol. 1, no. 242, pp. 1247-1252, 2001. (in Japanese)
- 正木良三, 金子悟, 櫻井芳美, 本部光幸:「搬送波に同期した電圧重畳に基づくブラシレス DC モータの位置センサレス制御システム」, 平成 13 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 1, No. 242, pp. 1247-1252 (2001)
- [11] Y. Kawabata, T. Endo, T. Yuhachi, “Study of Control for Position Sensorless and Motor Current Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drives ,” in *Proceedings of the 2002 Japan Industry Applications Society Conference (JIASC2002)*, vol. 1, no. 171, pp. 665-668, 2002. (in Japanese)
- 川端幸雄, 遠藤常博, 高倉雄八:「位置センサレス・モータ電流センサレス永久磁石同期モータ制御に関する検討」, 平成 14 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 1, No. 171, pp. 665- 668 (2002)
-

-
- [12] H. Matsushiro, K. Matsui, M. Kawaji and M. Ogawa, “Sinusoidal Waveform Drive of PM Motor by Inverter Bus Current Sampling,” in *Proceedings of the 2002 Annual Meeting Record IEE Japan*, vol. 4 no. 4-126, pp. 201, 2002. (in Japanese)
- 松城英夫, 松井敬三, 河地光夫, 小川正則 : 「インバータ母線電流センシングによる PM モータの正弦波駆動」, 平成 14 年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 4, No. 4-126, pp. 201 (2002)
- [13] T. Fukumoto, Y. Watanebe, H. Hamane and Y. Hayashi, “A Method for Calculating AC Currents from Sampled DC Current Data in a Three-phase PWM Inverter,” *Trans. IEE Japan D*, vol. 127-D, no. 2, Feb. 2007, pp. 181-188. (in Japanese)
- 福本哲哉, 渡邊幸恵, 濱根洋人, 林洋一 : 「三相 PWM インバータの直流電流検出による交流電流演算の一手法」, 電気学会論文誌 D, 127-D 巻 2 号, pp. 181-188 (2007. 02)
- [14] Matthew J. Corley and Robert D. Lorenz, “Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds”, *IEEE Trans. Ind Appl*, vol. 34, no. 4, pp. 784-789, Jul./Aug. 1998.
- [15] Jung-Ik Ha, Kozo Ide, Toshihiro Sawa, and Seung-Ki Sul, “Sensorless Rotor Position Estimation of an Interior Permanent-Magnet Motor From Initial States,” *IEEE Trans. Ind Appl*, vol. 39, no. 3, pp. 761-767, May/Jun. 2003.
- [16] Fernando Briz, Michael W. Degner, Pablo García, and Robert D. Lorenz, “Comparison of Saliency-Based Sensorless Control Techniques for AC Machines,” *IEEE Trans. Ind Appl*, vol. 40, no. 4, pp. 1107-1115, Jul./Aug. 2004.
-

-
- [17] T. Kobayashi and H. Kubota, "Investigation of IPMSM's Position Estimation in Low Speed Region with DC Link Current Detection," in *Proceedings of the 22nd Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC2007)*, vol. 2, no. D8.4, pp. 1411-1416, 2007.
- [18] J. Oyama, T. Higuchi, T. Abe, D. Itoyama, K. Ogawa and M. Mamo, "Improvement of Estimate Precision Sensorless Control of IPM Motor using PWM Inverter Carrier Frequency Component," in *Proceedings of the 2002 Japan Industry Applications Society Conference (JIASC2002)*, vol. 1, no. 149, pp. 583-588, 2002. (in Japanese)
- 小山純, 阿部貴志, 樋口剛, 糸山大介, 小川健二, Mengesha Mamo : 「PWM インバータのキャリア周波数成分を用いた IPM モータのセンサレス制御の推定精度改善」, 電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 1, No. 149, pp. 583-588 (2002)
- [19] Y. Murakami and H. Kubota, "Pole Position Estimation of IPMSM Using Direct Current Measurement," in *Proceedings of the 2004 Annual Meeting Record IEE Japan*, vol. 4 no. 4-122, pp. 191-pp. 192, 2004. (in Japanese)
- 村上義典, 久保田寿夫 : 「直流部電流のみを用いた IPMSM の停止および低速時における磁極位置推定」, 平成 16 年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 4, No. 4-122, pp. 191-pp. 192 (2004)
- [20] S. Nakagawa and H. Kubota, "The Three Phase Triangular Wave Carrier PWM Signal Generation Method For IPMSM Sensorless Control," in *Proceedings of the 2004 Japan Industry Applications Society Conference (JIASC2004)*, vol. 1, no. 1-53, pp. I-327 - I-328, 2004. (in Japanese)
-

中河聡史, 久保田寿夫:「IPMSM センサレス制御のための三相三角波比較 PWM 信号生成の一手法」, 平成 16 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 1, No. 1-53, pp. I-328 - I-328 (2004)

- [21] S. Nakagawa and H. Kubota, “Verification of Magnetic Pole Position Estimation Method by Measurement of only DC Link Current using Three Phase Triangular Signal Career,” in Proceedings of the 2005 Annual Meeting Record IEE Japan, vol. 4 no. 4-143, pp. 227-pp. 228, 2005. (in Japanese)

中河聡史, 久保田寿夫:「三相三角波キャリアを用いた直流部電流のみの測定による磁極位置推定法の検証」, 平成 17 年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 4, No. 4-143, pp. 227-228 (2005)

- [22] H. Kubota and S. Nakagawa, “Position Estimation of IPMSM with DC Link Current Measurement and Three Phase Triangular Carrier Wave,” in Proceedings of the 2005 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2005), no. S-72, pp. 2217-pp. 2220, 2005

- [23] S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, “Sensorless control of permanent-magnet synchronous motors using online parameter identification based on system identification theory,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 363–372, Apr. 2006.

- [24] O. Wallmark, L. Harnefors, and O. Carlson, “An improved speed and position estimator for salient permanent-magnet synchronous motors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 1, pp. 255–262, Feb. 2005.
-

-
- [25] O. Wallmark and L. Harnefors, "Sensorless control of salient PMSM drives in the transition region," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1179–1187, Aug. 2006.
- [26] T. Matsuo and T. A. Lipo, "Rotor position detection scheme for synchronous reluctance motor based on current measurements," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 4, pp. 860–868, Jul./Aug. 1995.
- [27] Schroedl, M., "Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method" in *Proceedings of the 31st Annual IEEE Industry Applications Conferenc (IAS 96)*, pp. 270-277, 1996
- [28] S. Ogasawara and H. Akagi, "Implementation and position control performance of a position-sensorless IPM motor drive system based on magnetic saliency," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 4, pp. 806–812, Jul./Aug. 1998.
- [29] Ji-Liang Shi, Tian-Hua Liu, Yung-Chi Chang, "Position Control of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Without Using a Shaft Position Sensor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 4, pp. 1989–2000, Jun. 2007.
- [30] R. Raute, C. Caruana, J. Cilia, C. S. Staines, M. Sumner "A Zero Speed Operation Sensorless PMSM Drive Without Additional Test Signal Injection", *The European Power Electronics 2007 (EPE 2007)*, 2007.
-

-
- [31] 小林貴之：「直流部電流のみの測定による IPMSM の磁極位置推定法の磁極位置推定誤差に関する検討」，明治大学大学院 理工学研究科 2006 年度修士学位請求論文（2007）
- [32] Y. Shibano, and H. Kubota, “Consideration about Pole Position Estimation Method of IPMSM at Low Speed without High Frequency Components Injection”, in Proceedings of the 2008 Annual Meeting Record IEE Japan, vol. 4, pp.152-153, 2008. (in Japanese)
- 柴野勇介, 久保田寿夫:「高周波成分を重畳しない IPMSM の磁極位置推定における応答性に関する考察」，平成 20 年電気学会全国大会 vol. 4 , pp.152-153(2008)
- [33] Y. Shibano, and H. Kubota : “Pole Position Estimation Method of IPMSM at Low Speed without High Frequency Components Injection”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009 (APEC2009)
- [34] Y. Shibano, and H. Kubota : “Initial Pole Position Estimation of IPMSM with DC Link Current Measurement - Approach for Weak Saturation Effect Machines”, Power Conversion Conference - Nagoya, 2007(PCC '07)
- [35] 柴野勇介：「高周波成分を重畳しない IPMSM の低速における磁極位置推定法に関する検討」，明治大学大学院 理工学研究科 2008 年度修士学位請求論文（2009）
- [36] G. Wang, R. Yang, Y. Wang, Y. Yu, and D.Xu : “Initial Rotor Position Estimation for Sensorless Interior PMSM with Signal Injection”, The 2010 International Power Electronics Conference (IPEC 2010), 2010
-

-
- [37] 細萱悠児：「IPMSM の電流微分値制御による磁極位置推定法に関する研究」，明治大学大学院 理工学研究科 2010 年度修士学位請求論文（2011）

研究業績

- (1) 細萱悠児, 久保田寿夫:「高周波電圧を印加しない IPMSM のセンサレス制御におけるトルク電流に基づく安定性改善法」, 電気学会モータドライブ回転機合同研究会(2011)
- (2) Y. Hosogaya and H. Kubota: “Flux Position Estimation Method of IPMSM by Controlling Current Derivative at Zero Voltage Vector”, in Journal of International Conference on Electrical Machines and Systems (JICEMS), Vol. 1, No. 1, pp. 84-90 – (2012)
- (3) Y. Hosogaya and H. Kubota: “Flux Position Estimating Method of IPMSM at Low Speed Region Using Current Derivative without High Frequency Component Injection”, International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS2012) – (2012)
- (4) Y. Hosogaya and H. Kubota: “Position Estimation Method of IPMSM at Low Speed Region Using dq-axis Current Derivative Without High Frequency Component”, PEDS2013 – (2013)
- (5) Y. Hosogaya and H. Kubota: “Sensorless Control Method of IPMSM with Current Derivative Information of Q-Axis Without High Frequency Component Injection at Low Speed Region”, ECCE Asia 2013 – (2013)